

**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**  
**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**  
**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**



**PROYECTO FIN DE CARRERA**

Ingeniería Industrial

**Control de motores eléctricos con baterías  
electroquímicas**

**AUTOR:** Carlos Mancebo Durán

**TUTOR:** Joaquín Eloy-García Carrasco

Leganés, 16 de Octubre de 2015

## ÍNDICE

|  |           |
|--|-----------|
| <b>1. Resumen del proyecto.</b>  | <b>1</b>  |
| <b>1.1 Objetivos principales</b>   | <b>2</b>  |
| <b>2. Control vectorial para la máquina asíncrona de jaula de ardilla.</b>         | <b>3</b>  |
| <b>2.1 Introducción.</b>   | <b>3</b>  |
| <b>2.2 Modelo matemático de la máquina asíncrona.</b>                              | <b>4</b>  |
| <b>2.3 Control vectorial.</b>  | <b>6</b>  |
| 2.3.1 Control del flujo rotórico.  | 7         |
| 2.3.2 Tipos de control vectorial.  | 8         |
| 2.3.3 Control vectorial directo.   | 9         |
| <b>2.4 Cálculo de los reguladores.</b>   | <b>14</b> |
| 2.4.1 Lazo de corriente.   | 14        |
| 2.4.2 Lazo de flujo.   | 17        |
| 2.4.3 Lazo de velocidad.   | 20        |
| <b>2.5 Implementación del modelo de control de la máquina de jaula de ardilla.</b> | <b>22</b> |
| 2.5.1 Modelo de la máquina en fuente de corriente.                                 | 22        |
| 2.5.2 Modelo de la máquina en fuente de tensión.                                   | 24        |
| 2.5.3 Lazos de control.  | 26        |
| <b>3. Etapa de potencia.</b>   | <b>28</b> |
| <b>3.1 Inversor trifásico.</b>   | <b>28</b> |
| 3.1.1 Modulación PWM.  | 29        |
| 3.1.2 Tipos de conmutación.  | 30        |
| 3.1.3 Términos y consideraciones del PWM.  | 31        |
| 3.1.4 Implementación del modelo.   | 33        |
| <b>3.2 Convertidor DC/DC modo BUCK-BOOST bidireccional.</b>                        | <b>36</b> |
| 3.2.1 Topologías de convertidores DC/DC bidireccionales.                           | 36        |
| 3.2.2 Modelo del convertidor.  | 37        |
| 3.2.3 Etapa de control del convertidor.  | 41        |
| 3.2.4 Implementación del convertidor.  | 44        |
| <b>4. Baterías.</b>  | <b>47</b> |
| <b>4.1 Introducción.</b>   | <b>47</b> |
| <b>4.2 Clasificación de las baterías.</b>  | <b>47</b> |
| 4.2.1 Baterías secundarias.  | 48        |
| <b>4.3 Principio de funcionamiento.</b>  | <b>48</b> |
| <b>4.4 Conceptos y terminología.</b>   | <b>50</b> |
| <b>4.5 Modelo equivalente e implementación de la batería.</b>                      | <b>52</b> |

|                         |           |
|-------------------------|-----------|
| <b>5. Simulaciones.</b> | <b>56</b> |
| <b>6. Conclusiones</b>  | <b>77</b> |
| <b>7. Referencias.</b>  | <b>79</b> |

## **SIMBOLOGÍA**

$U_s$  , tensión generada en el estátor.

$I_s$  , corriente en el estátor.

$\Psi_s$  , flujo en el estátor.

$R_s$  , resistencia en el estátor.

$U_r$  , tensión generada en el rotor.

$I_r$  , corriente en el rotor.

$\Psi_r$  , flujo en el rotor.

$R_r$  , resistencia en el rotor.

$\omega$  , velocidad de rotación de la máquina.

$\omega_s$  , velocidad de sincronismo.

$L_s$  , inductancia en el estátor.

$L_r$  , inductancia en el rotor.

$L_m$  , inductancia mutua.

$T_{em}$  , par electromotriz generado por la máquina.

$T_c$  , par de carga.

$J$  , momento de inercia de la máquina.

$I_{mR}$  , corriente magnetizante.

$e_d$  y  $e_q$  , términos cruzados.

$V_c$  , tensión en el bus de continua.

$I_{bat}$  , corriente de la batería.

SOC , estado de carga de la batería.

OCV , tensión de circuito abierto de la batería.

$R_{int}$  , resistencia interna de la batería.

$C$  , capacidad de la batería.

## **1. Resumen del proyecto.**

En este proyecto se busca implementar un modelo de simulación que permita emular el comportamiento de la máquina de inducción cuando es alimentada por una batería electroquímica como única fuente de energía.

Este tipo de configuración tiene especial interés para el uso en aplicaciones donde no es posible alimentar la máquina por conexión a red o como alternativa al uso de otro tipo de motores como los de combustión o los térmicos. Algunos de estos ejemplos pueden ser el uso de motores para vehículos eléctricos o para su uso en localizaciones remotas, alejadas de la red eléctrica.

El proyecto consta de cuatro bloques diferenciados de cara a explicar el modelo de implementación que ha sido desarrollado. En primer lugar se explica el modelo de la máquina de inducción, por otro lado el circuito de potencia que se divide en un inversor DC/AC conmutado por una modulación por ancho de pulso (PWM) y un convertidor DC/DC reductor-elevador (BUCK-BOOST), y por último el modelo equivalente de la batería electroquímica.

El modelo de la máquina se implementa partiendo de su modelo eléctrico equivalente. Se transformarán las ecuaciones del sistema refiriéndolas a un sistema de ejes rotativos (directo y de cuadratura) para eliminar su dependencia angular. Para controlar las variables de estado del motor se recurre a un control vectorial indirecto por orientación de campo (FOC). Esto quiere decir que se orientará el flujo de la máquina de forma que se elimine una de sus componentes y así obtener un modelo que se comporte de forma equivalente al de la máquina de corriente continua. En un primer paso la máquina será controlada por corriente y posteriormente se introduce un lazo interno (y las transformaciones necesarias en las ecuaciones) para pasar a un control por tensión.

El inversor de la etapa de potencia transformará la tensión continua que genera la batería en una señal alterna trifásica necesaria para alimentar los devanados de la máquina. La tensión del lado de alta del convertidor DC/DC alimentará la entrada del inversor. Por este motivo, y como se verá durante el proyecto, es importante que se mantenga la tensión del bus de continua dentro de un rango de valores para que no se pierda el control del sistema.

De esta forma, el convertidor DC/DC será el encargado de mantener el bus de continua permitiendo el correcto funcionamiento del inversor. A medida que la batería sufre ciclos de carga y descarga varía su estado de carga (SOC) y su tensión a la salida. Es por ello que se implementará una etapa de control que permita regular la tensión a la salida del convertidor en función de los parámetros de la batería. De esta forma se implementarán dos lazos anidados que generen los pulsos que se encargarán de conmutar el convertidor.

Por último, se desarrolla el modelo de implementación de la batería electroquímica. El modelo consta de una resistencia interna que representa las pérdidas y una fuente de tensión que varía con su estado de carga.

Como propósito final se llevarán a cabo distintas simulaciones para entender cómo funciona el sistema en conjunto. Así, es posible explicar el efecto que es generado sobre sus variables de estado cuando cambian las condiciones de demanda del motor (ya sea por velocidad o par) o cuando se modifican los parámetros internos de la batería y de la etapa de potencia.

### **1.1 Objetivos principales**

En vista de lo anterior, los objetivos principales a ser desarrollados durante el proyecto serán los siguientes:

- Desarrollo de las ecuaciones que rigen el modelo matemático de la máquina de inducción partiendo de su esquema equivalente.
- Desarrollo de las ecuaciones necesarias para realizar un control por orientación de campo (FOC) para la máquina de inducción. Se comprende el ajuste de los reguladores.
- Implementación mediante Matlab/Simulink del modelo de simulación de la máquina de inducción y su etapa de control.
- Desarrollo teórico e implementación en Matlab/Simulink del inversor DC/AC que alimenta el estátor de la máquina. Se explicará el funcionamiento de la modulación por ancho de pulso (PWM).
- Desarrollo teórico e implementación en SimPowerSystems del convertidor DC/DC tipo reductor-elevador. Se incluye el desarrollo de la etapa de control.
- Base teórica del funcionamiento y tipos de baterías electroquímicas. Además se explicará el modelo eléctrico equivalente empleado para su comprensión.
- Finalmente se llevarán a cabo distintas simulaciones para comprender el funcionamiento del sistema en su conjunto (motor alimentado por una batería electroquímica). Entre ellas se distinguen:
  - Arranque.
  - Frenada.
  - Variación del estado de carga de la batería electroquímica.
  - Variación del par de carga.
  - Efecto generado por la capacidad del condensador del bus de continua.
- Conclusiones finales.

## 2. Control vectorial para la máquina asíncrona de jaula de ardilla.

### 2.1 Introducción.

En este apartado se va a explicar cómo implementar tanto el modelo de funcionamiento como el de control de una máquina eléctrica de jaula de ardilla.

Este tipo de máquinas rotativas son unas de las más utilizadas hoy en día a nivel industrial, puesto que son máquinas sencillas, altamente eficientes, económicas, libres de mantenimiento y ofrecen una buena robustez. En la figura 2.1 muestran el estátor y el rotor de una de estas máquinas donde se pueden contemplar algunas de sus características constructivas.

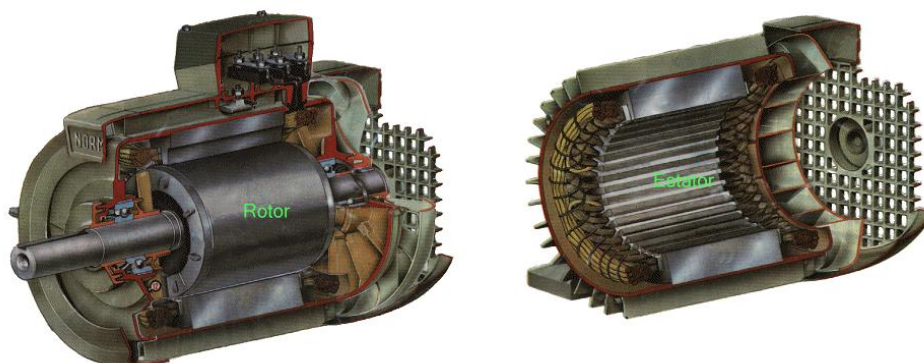


Figura 2.1 Rotor y estátor de la máquina asíncrona.

Este modelo de máquinas cuenta con un rotor en el cual los conductores se encuentran uniformemente distribuidos en su periferia. La característica principal de la máquina asíncrona de jaula de ardilla es que los conductores que conforman el rotor están cortocircuitados en su extremo, por lo que no hay posibilidad de conexión del devanado del rotor con el exterior de la máquina como se puede contemplar en la figura 2.2. Normalmente se disponen las ranuras de forma inclinada para mejorar la eficiencia y propiedades durante el arranque, y disminuir posibles ruidos.

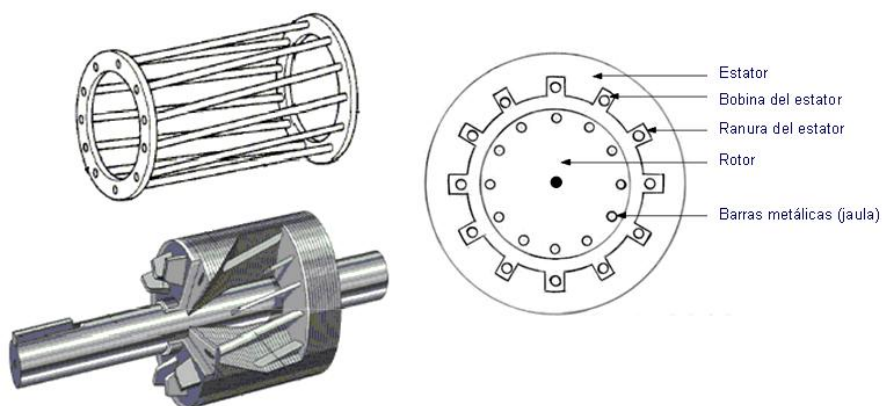


Figura 2.2 Rotor cortocircuitado de jaula de ardilla.

Con el avance de la electrónica de potencia, se han implementado accionamientos eléctricos que permiten ajustar a nuestra conveniencia la velocidad del eje de la

máquina eléctrica, por lo que se podrá controlar indirectamente el par de la máquina y de forma directa su velocidad.

Existen varios tipos de control para manejar el par y la velocidad de la máquina de inducción, como puede ser el conocido como control vectorial o control por orientación de campo (FOC – Field Oriented Control), que supone uno de los métodos de regulación más extendidos para el control de motores asíncronos.

El método de regulación por control por orientación de campo se basa en conseguir controlar tanto la magnitud como la fase del flujo magnético del motor asíncrono, para conseguir un funcionamiento análogo al de la máquina de corriente continua.

Con esta técnica de regulación se consigue por tanto un desacoplo entre las bobinas del rotor y estator de la máquina asíncrona. Así, tendremos el comportamiento buscado, donde la fuerza magnetomotriz del inducido es perpendicular a la del inductor, quedando las corrientes de inductor e inducido desacopladas. De esta forma, si se mantiene la corriente de excitación constante, los cambios del par seguirán de forma instantánea los cambios que se produzcan en la componente de cuadratura de la corriente del inductor. [2.2]

## 2.2 Modelo matemático de la máquina asíncrona.

En este apartado se van a desarrollar el conjunto de ecuaciones diferenciales que sirven como base del modelo matemático para explicar el comportamiento de la máquina asíncrona.

En la figura 2.3 se puede ver el circuito equivalente que representa el comportamiento de la máquina de inducción, el cual se usará como base para explicar el modelo matemático [2.1].

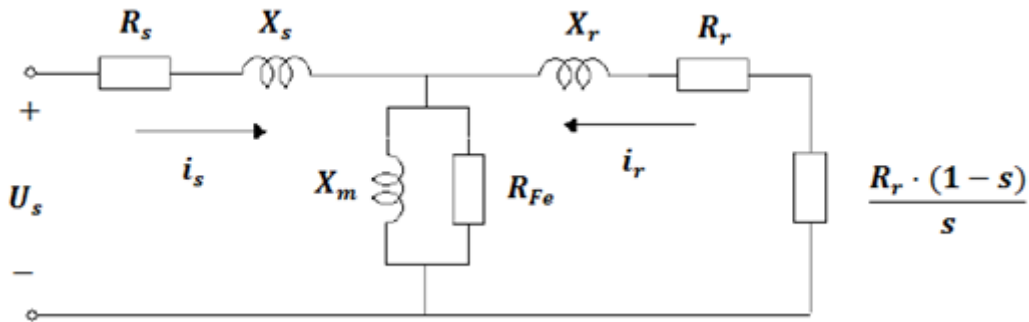


Figura 2.3 Circuito equivalente de la máquina asíncrona.

Por tanto, las tensiones tanto para el rotor como para el estator son las que se deducen del circuito equivalente mostrado anteriormente (en este caso se despreciará la influencia de las pérdidas en el hierro).

$$U_s^{(s)} = R_s \cdot i_s^{(s)} + \frac{d\psi_s^{(s)}}{dt} \quad (2.1)$$

$$U_r^{(s)} = 0 = R_r \cdot i_r^{(r)} + \frac{d\psi_r^{(r)}}{dt} \quad (2.2)$$



Como se trata de una máquina asíncrona de jaula de ardilla, su rotor estará cortocircuitado por lo que su tensión será nula.

Puesto que se trata de una máquina asíncrona se trabajará con dos frecuencias diferentes en el rotor y el estátor. Por ello, se referenciará la expresión que refleja el comportamiento de la tensión en el rotor al estátor, para así conseguir un sistema donde se trabaje a la misma frecuencia, la de sincronismo de la máquina.

Además, como se quiere representar un modelo dinámico, se referenciarán también las ecuaciones en un marco de referencia dq giratorio (a la velocidad de giro del rotor de la máquina). Para realizar la proyección del sistema sobre este conjunto de ejes giratorios, se tiene que multiplicar por  $e^{-j\theta}$ . [2.6]

$$U_s^{(dq)} = e^{-j\theta} \cdot U_s^{(s)} = e^{-j\theta} \cdot R_s \cdot i_s^{(s)} + \frac{d[e^{-j\theta} \cdot \psi_s^{(s)}]}{dt} \quad (2.3)$$

$$U_r^{(dq)} = 0 = e^{-j\theta} \cdot R_r \cdot i_r^{(r)} + \frac{d[e^{-j\theta} \psi_r^{(r)}]}{dt} \quad (2.4)$$

Operando las ecuaciones (2.3) y (2.4) se obtiene.

$$U_s^{(dq)} = R_s \cdot i_s^{(dq)} + \frac{d\psi_s^{(dq)}}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot \psi_s^{(dq)} \quad (2.5)$$

$$U_r^{(dq)} = 0 = R_r \cdot i_r^{(dq)} + \frac{d\psi_r^{(dq)}}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot \psi_r^{(dq)} \quad (2.6)$$

donde  $\omega_s$  es la frecuencia de sincronismo del sistema.

El flujo total generado sobre el estátor será el producido por la propia corriente que circula por éste y por el que genera sobre él la corriente del rotor.

$$\psi_s^{(dq)} = L_s \cdot i_s^{(dq)} + L_m \cdot i_r^{(dq)} \quad (2.7)$$

El flujo total en el rotor será análogo al anterior, formado en parte por el generado por la propia corriente del rotor y por la corriente del estátor modelado a través de la inductancia mutua

$$\psi_r^{(dq)} = L_m \cdot i_s^{(dq)} + L_r \cdot i_r^{(dq)} \quad (2.8)$$

Por último, una vez conocidas las ecuaciones de la tensión en el rotor y estátor, se define el par que es capaz de generar el rotor, en función de su flujo y de la corriente de alimentación por el estator.

$$T_{em} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \text{img}(\psi_r^{(dq)} \times \bar{i}_s^{(dq)}) \quad (2.9)$$

$$T_{em} - T_c = J \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (2.10)$$

Una vez conocido el modelo matemático que representa la máquina de inducción, se transformará de modo que sea cómodo a la hora de aplicar el método de control por orientación de campo (FOC). Para ello se separan las ecuaciones del modelo en sus ejes directo y de cuadratura, dq (que representan el sistema de ejes giratorios mencionados anteriormente).

La proyección del sistema sobre el eje directo será la parte real, mientras que la proyección sobre el eje de cuadratura se representa por la parte imaginaria para cada variable de estado del sistema.

Para la tensión del estátor.

$$u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \psi_{sq} \quad (2.11)$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \psi_{sd} \quad (2.12)$$

Para la tensión del rotor.

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - s \cdot \omega_s \cdot \psi_{rq} \quad (2.13)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + s \cdot \omega_s \cdot \psi_{rd} \quad (2.14)$$

Para el flujo por el estátor.

$$\psi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (2.15)$$

$$\psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (2.16)$$

Para el flujo por el rotor.

$$\psi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} + L_r \cdot i_{rd} \quad (2.17)$$

$$\psi_{rq} = L_m \cdot i_{sq} + L_r \cdot i_{rq} \quad (2.18)$$

Para el par.

$$T_{em} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\psi_{rd} \cdot i_{sq} - \psi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (2.19)$$

### 2.3 Control vectorial.

Como ya se adelantó en la introducción, lo que se busca con este método de regulación es exportar la técnica de control de la máquina de corriente continua a la máquina de inducción, de forma que se comporte de manera análoga.

A diferencia de la máquina de continua, el motor de alterna no dispone de bobinados desacoplados, por lo que se tiene que referenciar el sistema trifásico de las corrientes del estátor a un sistema de coordenadas no estacionario que gire sincronamente con el campo magnético del rotor.

Para ello hay que lograr que el par de la máquina se comporte de forma linealmente dependiente con el flujo y corriente. Se ve que esto es lo que se cumple en el motor de corriente continua si atendemos a su ecuación general del par generado.

$$T = K \cdot \phi \cdot i_a \quad (2.20)$$

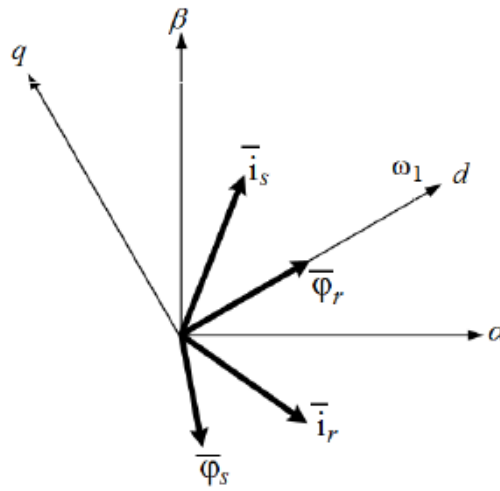
Recordando la ecuación del par de la máquina de corriente alterna, se puede ver que la ecuación se asemeja a la estructura algebraica deseada. En este caso, como ya se

comentó, el par depende simultáneamente de las distintas proyecciones del flujo del rotor y la corriente del estátor sobre los ejes directo y de cuadratura.

$$T_{em} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\psi_{rd} \cdot i_{sq} - \psi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (2.21)$$

Para conseguir el desacoplo del sistema, simplemente se orientará el nuevo sistema de coordenadas a nuestro antojo, de forma que eliminemos una de estas variables de estado.

Así, se busca un sistema de referencia rotatorio orientado de manera que se haga coincidir el vector del flujo por el rotor con el eje directo de la máquina. De esta forma se consigue el objetivo buscado, ya que se elimina la componente q del flujo que proyectaba sobre el eje de cuadratura del rotor.



**Figura 2.4 Proyecciones del flujo y corriente sobre los ejes dq de la máquina.**

Como podemos ver en la figura 2.4, la componente del flujo del rotor sobre el eje de cuadratura q es nula ( $\psi_{rq} = 0$ ) y por tanto obtenemos una nueva ecuación del par

$$T_{em} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\psi_{rd} \cdot i_{sq}) \quad (2.22)$$

Que como se observa es una ecuación de forma similar a la del par en el motor de continua.

Se tiene que controlar el flujo que atraviesa el rotor de forma que se mantenga constante. Así se logra que el par electromagnético generado por el motor de inducción sea controlado directamente por la corriente de cuadratura que alimenta el estátor de la máquina.

### 2.3.1 Control del flujo rotórico.

Se tiene que asegurar la perfecta orientación del flujo del rotor respecto al sistema de referencia que ha sido tomado, por ello será controlado para conseguir tanto que cumpla esta premisa, como que se mantenga constante.

A partir de la ecuación (2.13) de la tensión generada en el rotor (donde  $\psi_{rq} = 0$ ).

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.23)$$

Se puede obtener la relación entre la proyección del flujo del rotor sobre el eje directo del sistema de coordenadas giratorio y la corriente del rotor sobre el mismo.

$$i_{rd} = -\frac{1}{R_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.24)$$

Como se quiere controlar la máquina mediante la corriente de cuadratura en el estátor, se sustituye en la ecuación (2.17) y obteniendo

$$\psi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} - L_r \cdot \frac{1}{R_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.25)$$

Si se aplica la transformada de Laplace a la ecuación (2.25) queda.

$$\psi_{rd}(S) = L_m \cdot I_{sd}(S) - L_r \cdot \frac{1}{R_r} \cdot s \cdot \psi_{rd}(S) \quad (2.26)$$

Agrupando términos y operando se obtiene finalmente la ecuación que relaciona el flujo por el rotor con la proyección sobre el eje directo de la corriente que circula por el estátor.

$$\psi_{rd}(S) \left(1 + L_r \cdot \frac{1}{R_r} \cdot s\right) = L_m \cdot I_{sd}(S) \quad (2.27)$$

$$\frac{\psi_{rd}(S)}{I_{sd}(S)} = \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r} \cdot s} = \frac{L_m}{1 + \tau_r \cdot s} \quad (2.28)$$

donde  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  es la constante de tiempo del rotor.

El valor de  $\tau_r$  es el que se encargará de marcar la dinámica de la planta del flujo del rotor respecto a la corriente en el eje directo del estátor.

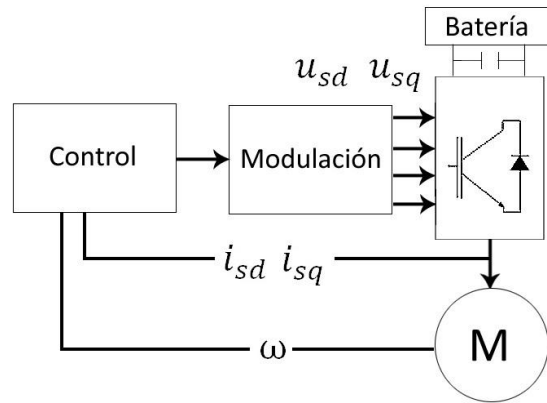
### 2.3.2 Tipos de control vectorial.

Se pueden distinguir dos tipos de control vectorial por orientación de campo, que son el control vectorial directo y el control vectorial indirecto. [2.4] [2.7]

#### a) Control vectorial indirecto.

Es uno de los métodos de control por orientación de campo más utilizados en la práctica debido a su facilidad de implementación. En este modelo de control existe sólo un lazo en bucle cerrado para el control de la velocidad de la máquina (flujo y par se controlan en bucle abierto).

En este modelo se calculan la orientación y la amplitud del flujo a partir de los parámetros del motor, y la posición relativa instantánea del rotor. No es necesario medir directamente el vector del flujo magnético existente en el rotor, sino que se determina indirectamente mediante la velocidad del eje de la máquina y su deslizamiento.



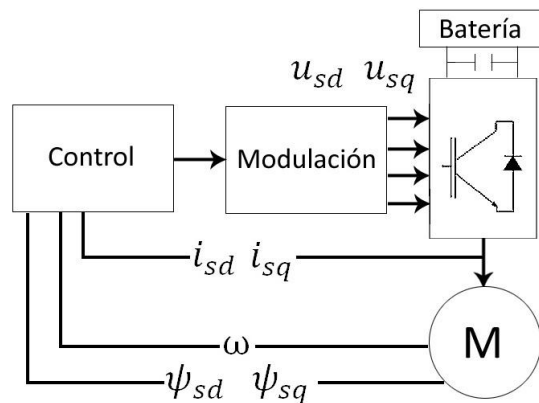
**Figura 2.4 Esquema del control vectorial indirecto.**

b) Control vectorial directo.

Este modelo se basa en la estimación del flujo magnético del rotor a través de las corrientes de la máquina.

Puesto que mediante el control vectorial directo obtenemos la posición del flujo magnético por el rotor, no es necesario que conozcamos la frecuencia de deslizamiento.

Es un modelo de control que en la industria es menos utilizado que el control vectorial indirecto puesto que resulta más costoso medir el flujo por el rotor que la posición relativa del mismo. A pesar de ello, en este proyecto se usará este modelo puesto que con Simulink y mediante las ecuaciones que representan el comportamiento de la máquina de alterna, es posible obtener con facilidad los parámetros de control necesarios.



**Figura 2.5 Esquema del control vectorial directo.**

### 2.3.3 Control vectorial directo.

En este proyecto se ha optado por el control vectorial directo explicado anteriormente. En primer lugar se realizará el control del motor mediante un modelo del mismo en fuente de corriente. Esto quiere decir que la máquina de alterna será controlada

mediante las proyecciones de la corriente que alimenta el estátor sobre los ejes dq. Para ello hay que implementar los lazos de control de flujo y de velocidad que permitan controlar la corriente necesaria para alcanzar la consigna buscada.

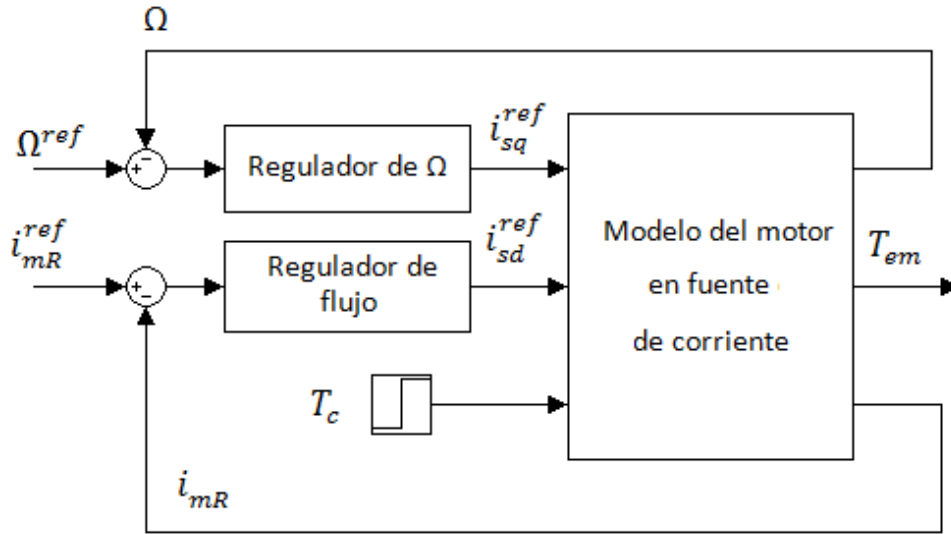


Figura 2.6 Esquema del control vectorial en fuente de corriente.

Como se ve en el esquema de la figura 2.6, se tienen como consignas la velocidad de giro del motor deseada y la “corriente magnetizante” que atraviesa el rotor (explicada posteriormente). En este modelo, como se intuye por su nombre, las entradas serán las corrientes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  y el par de carga  $T_c$ . Como salidas se obtendrán la velocidad real del rotor de la máquina  $\Omega$  y el valor real de la “corriente magnetizante”  $i_{mR}$ , además del par electromagnético  $T_{em}$ .

A partir de la ecuación (2.8) que describe la respuesta del flujo rotórico y suponiendo que una vez orientado el rotor este se comporte como una “corriente magnetizante” o “flujo reducido a amperios”,  $i_{mR}$ .

$$\psi_r = L_m \cdot i_s + L_r \cdot i_r = L_m \cdot i_{mR} \quad (2.29)$$

Como la “corriente magnetizante”  $i_{mR}$  es una reducción a amperios del flujo del rotor, descomponiendo sobre el sistema de ejes dq.

$$\psi_r = \psi_{rd} + j \cdot \psi_{rq} = \psi_{rd} + j \cdot 0 = L_m \cdot i_{mR} \quad (2.30)$$

Por tanto.

$$\psi_{rd} = L_m \cdot i_{mR} \quad (2.31)$$

Por otra parte, a través de la ecuación (2.22) se puede ver cómo se comporta el par para la nueva variable de estado  $i_{mR}$ .

$$T_{em} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot (i_{mR} \cdot i_{sq}) \quad (2.32)$$

Ahora, se tienen que manejar las ecuaciones que describen el funcionamiento de la máquina de forma que se alcance un sistema de ecuaciones que genere un modelo donde

las entradas sean las proyecciones de la corriente del estátor y sus salidas las mencionadas anteriormente.

En primer lugar, a través de la ecuación (2.25) que relaciona el flujo rotórico con la corriente  $i_{sd}$  se obtiene la ecuación que relaciona la “corriente magnetizante” con la corriente que circula por el estátor.

Si le aplicamos el teorema de Laplace.

$$\psi_{rd} + L_r \cdot \frac{1}{R_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = L_m \cdot i_{sd} \quad (2.33)$$

$$\psi_{rd}(s)(1 + \frac{L_r}{R_r} s) = L_m \cdot I_{sd}(s) \quad (2.34)$$

Sustituyendo por el valor de la “corriente magnetizante”.

$$L_m \cdot I_{mR}(s)(1 + \frac{L_r}{R_r} s) = L_m \cdot I_{sd}(s) \quad (2.35)$$

$$I_{mR}(s)(1 + \frac{L_r}{R_r} s) = I_{sd}(s) \quad (2.36)$$

$$\frac{I_{mR}(s)}{I_{sd}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} = \frac{1}{1 + \tau_r s} \quad (2.37)$$

Una vez conseguido el modelo que relaciona la corriente del estátor con el flujo de la máquina, se hará lo mismo para su otra proyección.

Reorganizando la ecuación (2.14) de la tensión rotórica proyectada sobre el eje de cuadratura, se obtiene

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = -R_r \cdot i_{rq} - s \cdot \omega_s \cdot \psi_{rd} \quad (2.38)$$

Además, se puede despejar el valor de la corriente por el rotor para obtener una ecuación que solo dependa de la corriente en el estátor y el flujo rotórico de la máquina. Para ello se despeja a partir de la ecuación (2.18), la que relaciona el flujo del rotor con las corrientes tanto del rotor como del estátor (sobre el eje de cuadratura q).

$$i_{rq} = \frac{\psi_{rq} - L_m \cdot i_{sq}}{L_r} \quad (2.39)$$

Debido a la orientación de los ejes se anula la proyección sobre el eje de cuadratura del flujo rotórico ( $\psi_{rq} = 0$ ). De esta forma, la ecuación (2.39) queda

$$i_{rq} = \frac{-L_m \cdot i_{sq}}{L_r} \quad (2.40)$$

Sustituyendo la ecuación (2.40) en la ecuación (2.38), resulta

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = R_r \cdot \frac{-L_m \cdot i_{sq}}{L_r} - s \cdot \omega_s \cdot \psi_{rd} \quad (2.41)$$

$$0 = R_r \cdot \frac{-L_m \cdot i_{sq}}{L_r} - L_m \cdot \omega_{slip} \cdot i_{mR} \quad (2.42)$$

$$i_{sq} = \frac{L_r}{R_r} \omega_{slip} \cdot i_{mR} = \omega_{slip} \cdot \tau_r \cdot i_{mR} \quad (2.43)$$

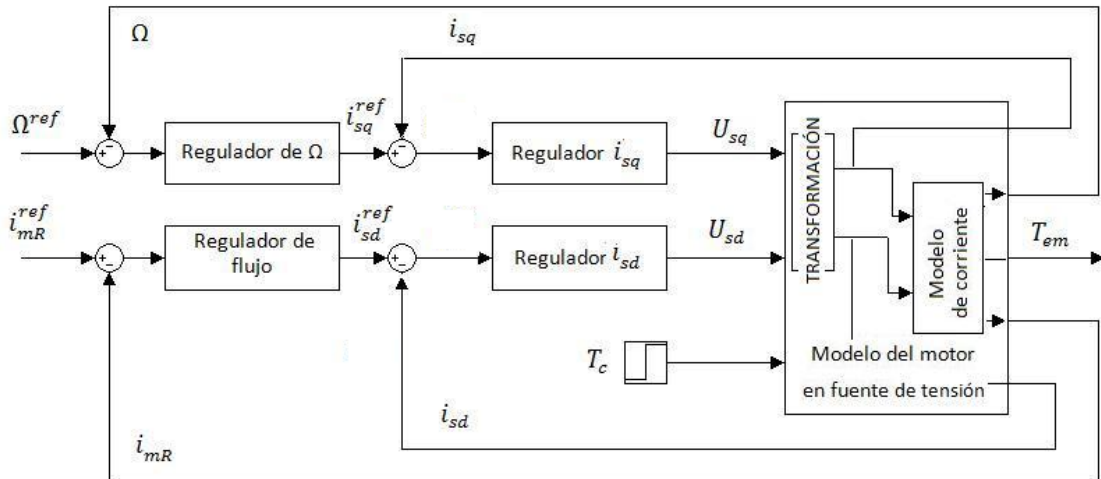
Por tanto

$$\frac{i_{mR}}{i_{sq}} = \frac{1}{\omega_{slip} \cdot \tau_r} \quad (2.44)$$

Una vez definido el modelo de FOC en fuente de corriente, a partir del mismo se puede implementar el control vectorial (FOC) en fuente de tensión orientado al flujo del rotor para la máquina de jaula de ardilla.

Si bien antes se tenía como entrada a nuestro modelo del motor las proyecciones dq de las corrientes estáticas de la máquina, mediante una transformación de las ecuaciones del sistema, se tendrá un nuevo modelo cuyas entradas serán las proyecciones dq de la tensión en el estátor.

Para ello, como se aprecia en el modelo de la figura 2.7 , hay que implementar dos nuevos lazos de control de corriente ( $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ ) cuyas salidas serán las tensiones  $U_{sd}$  y  $U_{sq}$  que se encargan de alimentar el nuevo modelo en fuente de tensión.



**Figura 2.7 Esquema del control vectorial en fuente de tensión.**

Se seguirán manteniendo las consignas de velocidad y “corriente magnetizante” que ya se tenían para el modelo en fuente de corriente. Las nuevas entradas del modelo serán las tensiones  $U_{sd}$  y  $U_{sq}$ , además del par de carga  $T_c$ . Como salidas también se mantendrán las que ya obteníamos del modelo en fuente de corriente (la velocidad real del rotor de la máquina  $\Omega$  y el valor real de la “corriente magnetizante”  $i_{mR}$  y el par electromagnético  $T_{em}$ ) y además los valores de corriente real de  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  obtenidos del modelo en fuente de tensión, necesarios para implementar los lazos de control en corriente.

Para poder enlazar el nuevo modelo de fuente de tensión con el modelo en fuente de corriente, deberemos transformar las ecuaciones de forma que relacionemos las proyecciones dq de la tensión en el estátor de la máquina con las proyecciones dq de su corriente.

Despejando el valor de la corriente rotórica a partir de la ecuación (2.8), se obtiene



$$i_r^{(dq)} = \frac{\psi_r^{(dq)} - L_m \cdot i_s^{(dq)}}{L_r} \quad (2.45)$$

Que en función de la “corriente magnetizante”  $i_{mR}$ .

$$i_r^{(dq)} = \frac{L_m \cdot i_{mR} - L_m \cdot i_s^{(dq)}}{L_r} \quad (2.46)$$

De modo que si se sustituye el valor de la corriente del rotor en la ecuación (2.7), que relaciona el flujo del estátor con las corrientes de la máquina, se obtiene.

$$\psi_s^{(dq)} = L_s \cdot i_s^{(dq)} + L_m \cdot \frac{L_m \cdot i_{mR} - L_m \cdot i_s^{(dq)}}{L_r} \quad (2.47)$$

$$\psi_s^{(dq)} = L_s \cdot i_s^{(dq)} + \frac{L_m^2 \cdot i_{mR}}{L_r} - \frac{L_m^2 \cdot i_s^{(dq)}}{L_r} \quad (2.48)$$

$$\psi_s^{(dq)} = L_s i_s^{(dq)} \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) + \frac{L_m^2 \cdot i_{mR}}{L_r} \quad (2.49)$$

Si se definen las constantes [2.6].

$$\sigma_s = \frac{L_m}{L_s} - 1 \quad (2.50)$$

$$\sigma_r = \frac{L_m}{L_r} - 1 \quad (2.51)$$

$$\sigma = \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_r)} = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \quad (2.52)$$

Se pueden simplificar los valores de las constantes de la ecuación (2.49) del flujo mediante los valores calculados en (2.50), (2.51) y (2.52), donde

$$L_s - \frac{L_m^2}{L_r} = L_s \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \right) = L_s \cdot \sigma \quad (2.53)$$

$$\frac{L_m^2}{L_r} = L_s \cdot (1 - \sigma) \quad (2.54)$$

De esta forma, sustituyendo los nuevos valores en la ecuación (2.49) quedará que

$$\psi_s^{(dq)} = L_s \cdot \sigma \cdot i_s^{(dq)} + L_s \cdot (1 - \sigma) \cdot i_{mR} \quad (2.55)$$

Sustituyendo la ecuación (2.55) en la ecuación (2.5), se alcanza la ecuación cuya entrada es la tensión del estátor de la máquina.

$$U_s^{(dq)} = R_s i_s^{(dq)} + \frac{d}{dt} [L_s \sigma i_s^{(dq)} + L_s (1 - \sigma) i_{mR}] + j \omega_s [L_s \sigma i_s^{(dq)} + L_s (1 - \sigma) i_{mR}] \quad (2.56)$$

Que agrupando términos.

$$U_s^{(dq)} = R_s i_s^{(dq)} + L_s \sigma \frac{di_s^{(dq)}}{dt} + L_s (1 - \sigma) \frac{di_{mR}}{dt} + j L_s \sigma \omega_s i_s^{(dq)} + j L_s (1 - \sigma) \omega_s i_{mR} \quad (2.57)$$

Finalmente, se lleva a cabo el desacoplo de los ejes directo y de cuadratura dq buscando obtener un modelo que permita un control similar al de la máquina de corriente continua.

Proyectando las componentes de la tensión en el estátor componentes, a partir de la ecuación (2.57) queda

$$U_{sd} = R_S \cdot i_{sd} + L_S \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_S \cdot (1 - \sigma) \cdot \frac{di_{mR}}{dt} - \omega_s \cdot L_S \cdot \sigma \cdot i_{sq} \quad (2.58)$$

$$U_{sq} = R_S \cdot i_{sq} + L_S \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot L_S \cdot \sigma \cdot i_{sd} + L_S \cdot (1 - \sigma) \cdot \omega_s \cdot i_{mR} \quad (2.59)$$

En las nuevas ecuaciones (2.58) y (2.59) aparecen lo que denominaremos términos cruzados ( $e_d$  y  $e_q$ ) que si se agrupan dan lugar al sistema de ecuaciones final que sirve como paso de transformación entre el modelo en fuente de tensión y el modelo en fuente de corriente.

$$i_{sd} + \tau_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{U_{sd}}{R_S} - e_d \quad (2.60)$$

$$i_{sq} + \tau_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{U_{sq}}{R_S} - e_q \quad (2.61)$$

$$e_d = \tau_s \cdot (1 - \sigma) \cdot \frac{di_{mR}}{dt} - \tau_s \cdot \sigma \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \quad (2.62)$$

$$e_q = \tau_s \cdot \sigma \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + \tau_s \cdot (1 - \sigma) \cdot \omega_s \cdot i_{mR} \quad (2.63)$$

## 2.4 Cálculo de los reguladores.

Una vez conocidas las ecuaciones que representan el funcionamiento de la máquina asíncrona de jaula de ardilla y cómo realizar el control vectorial por orientación de campo, hay que ajustar los diversos reguladores de forma que la respuesta de la máquina sea la deseada, alcanzándose las consignas impuestas por el usuario.

En primer lugar se tienen que calcular los reguladores necesarios para el control en el modelo en fuente de corriente.

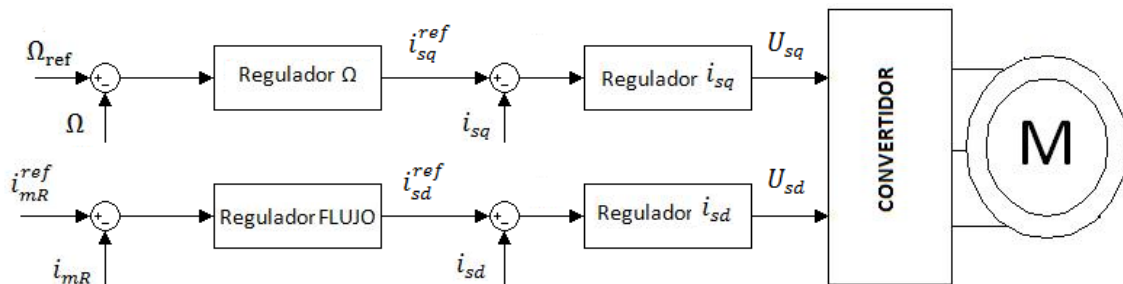


Figura 2.8 Diagrama de control para el modelo en fuente de corriente

### 2.4.1 Lazo de corriente.

Aplicando el teorema de Laplace a la ecuación (2.60), que relaciona la tensión en el estátor con su corriente, se tiene.

$$I_{sd}(s)(1 + \tau_s \cdot \sigma \cdot s) = \frac{(U_{sd} - e_d)(s)}{R_s} = \frac{U'_{sd}(s)}{R_s} \quad (2.64)$$

$$\frac{I_{sd}(s)}{U'_{sd}(s)} = \frac{1/R_s}{1 + \tau_s \cdot \sigma \cdot s} \quad (2.65)$$

Ahora hay que calcular la función de transferencia en lazo abierto para el sistema motor-conversor-regulador PI.

La función de transferencia de la planta.

$$G(S)_{planta} = \frac{1/R_s}{1 + \tau_s \cdot \sigma \cdot s} \quad (2.66)$$

La función de transferencia del convertidor.

$$G(S)_{conv} = \frac{1}{\tau_{conv} \cdot s + 1} \quad (2.67)$$

La función de transferencia del regulador PI.

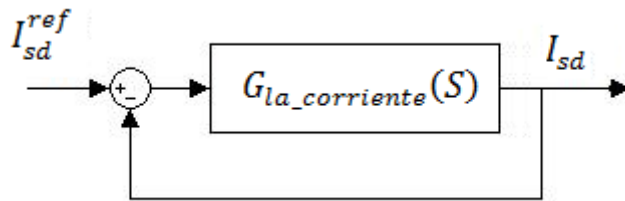
$$G_{PI}(S) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} = K_i \cdot \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{s} = \frac{T_{nc} s + 1}{T_{ic} s} \quad (2.68)$$

Donde

$$T_{nc} = \frac{K_{pc}}{K_{ic}} \quad (2.69)$$

$$T_{ic} = \frac{1}{K_{ic}} \quad (2.70)$$

Por tanto, ya se puede hallar la función de transferencia en lazo abierto para el lazo de control de corriente como se muestra en la figura 2.9.



**Figura 2.9** Función de transferencia en lazo abierto para la corriente.

$$G_{la\_corriente}(S) = G(S)_{planta} \cdot G(S)_{conv} \cdot G_{PI}(S) \quad (2.71)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.66), (2.67) y (2.68) en la ecuación (2.71) se obtiene

$$G_{la\_corriente}(s) = \frac{1/R_s}{1 + \tau_s \cdot \sigma \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{conv} \cdot s + 1} \cdot \frac{T_{nc} s + 1}{T_{ic} s} \quad (2.72)$$

A partir del cero del regulador se cancela el polo de la planta mediante el método de cancelación.

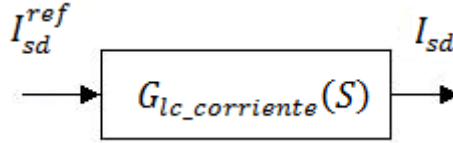
$$\tau_s \cdot \sigma \cdot s + 1 = T_{nc}s + 1 \quad (2.73)$$

$$\tau_s \cdot \sigma = T_{nc} \quad (2.74)$$

La nueva función de transferencia de lazo abierto será.

$$G_{la\_corriente}(s) = \frac{1/R_s}{\tau_{conv} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{T_{ic}s} \quad (2.75)$$

El siguiente paso será calcular la función de transferencia de lazo cerrado que relacione la corriente real con la de referencia, como podemos ver en la figura 2.10. Hay que asemejar el sistema a uno de primer orden.



**Figura 2.10** Función de transferencia en lazo cerrado para la corriente.

$$G_{lc\_corriente}(S) = \frac{G_{la\_corriente}(S)}{G_{la\_corriente}(S) + 1} \quad (2.76)$$

Sustituyendo valores y operando la ecuación (2.76).

$$G_{lc\_corriente}(S) = \frac{\frac{1/R_s}{\tau_{conv} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{T_{ic}s}}{\frac{1/R_s}{\tau_{conv} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{T_{ic}s} + 1} = \frac{\frac{1/R_s}{\tau_{conv} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{T_{ic}s}}{\frac{1/R_s + T_{ic}s \cdot (\tau_{conv} \cdot s + 1)}{T_{ic}s \cdot (\tau_{conv} \cdot s + 1)}} \quad (2.77)$$

$$G_{lc\_corriente}(S) = \frac{1/R_s}{T_{ic}s \cdot (\tau_{conv} \cdot s + 1) + 1/R_s} \quad (2.78)$$

$$G_{lc\_corriente}(S) = \frac{1/R_s}{\tau_{conv} \cdot T_{ic} \cdot s^2 + T_{ic}s + 1/R_s} \quad (2.79)$$

Como se trabaja a frecuencias suficientemente bajas, podemos despreciar el término cuadrático del denominador.

$$\tau_{conv} \cdot T_{ic} \cdot s^2 \ll 1 \quad (2.80)$$

Obteniendo.

$$G_{lc\_corriente}(S) \approx \frac{1/R_s}{T_{ic}s + 1/R_s} \quad (2.81)$$

$$G_{lc\_corriente}(S) = \frac{1}{R_s T_{ic}s + 1} \quad (2.82)$$

Suponiendo que el sistema se comporta como uno de primer orden.

$$G_{lc\_corriente}(S) = \frac{1}{R_s T_{ic}s + 1} = \frac{1}{\tau_{lc\_corriente}s + 1} \quad (2.83)$$

Entonces

$$R_S \cdot T_{ic} = \tau_{lc\_corriente} \quad (2.84)$$

La constante de tiempo debe ser suficientemente rápida para que pueda actuar dentro del margen de frecuencia de trabajo del convertidor, por ello se supone una constante de tiempo suficientemente pequeña.

$$\tau_{lc\_corriente} = 5 \cdot \tau_{conv} \quad (2.85)$$

Despejando.

$$R_S \cdot T_{ic} = 5 \cdot \tau_{conv} \quad (2.86)$$

$$T_{ic} = \frac{5 \cdot \tau_{conv}}{R_S} \quad (2.87)$$

Y por tanto la constante de la parte integral del regulador PI,  $K_{ic}$ .

$$K_{ic} = \frac{1}{T_{ic}} = \frac{R_S}{5 \cdot \tau_{conv}} \quad (2.88)$$

Por último se calcula la constante de la parte integral del regulador despejando de las ecuaciones (2.69), (2.70) y (2.74).

$$K_{pc} = K_{ic} \cdot T_{nc} \quad (2.89)$$

$$K_{pc} = K_{ic} \cdot \tau_s \cdot \sigma = \frac{\tau_s \cdot \sigma \cdot R_S}{5 \cdot \tau_{conv}} \quad (2.90)$$

Atendiendo a la ecuación (2.61), que define el comportamiento de la corriente  $i_{sq}$ , se ve que el comportamiento es el mismo pues la planta generada por el sistema es exactamente igual a la que generaba  $i_{sd}$ .

Aplicando el teorema de Laplace.

$$I_{sq}(s)(1 + \tau_s \cdot \sigma \cdot s) = \frac{U'_{sq}(s)}{R_S} \quad (2.91)$$

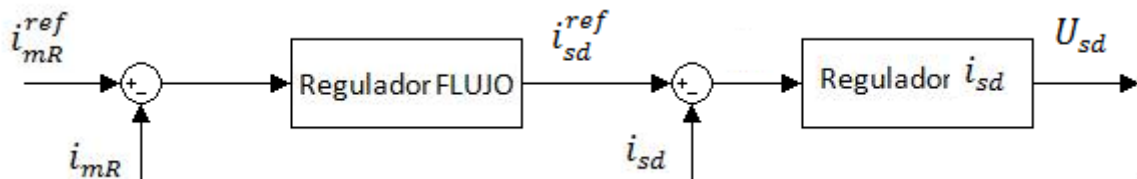
$$\frac{I_{sq}(s)}{U'_{sq}(s)} = \frac{1/R_S}{1 + \tau_s \cdot \sigma \cdot s} \quad (2.92)$$

Por tanto las constantes para el controlador de  $i_{sq}$  se mantienen igual.

$$K_{ic} = \frac{R_S}{5 \cdot \tau_{conv}} \quad (2.93)$$

$$K_{pc} = \frac{\tau_s \cdot \sigma \cdot R_S}{5 \cdot \tau_{conv}} \quad (2.94)$$

#### 2.4.2 Lazo de flujo.



**Figura 2.11 Lazo de control de flujo**

A partir de la ecuación (2.28), que relaciona el flujo del rotor con la componente directa de la corriente por el estátor, se calcula la planta de la función de transferencia entre la “corriente magnetizante” y la corriente  $i_{sd}$ . Esta relación será la base para implementar el regulador PI y ajustarlo.

$$\frac{I_{mR}(S)}{I_{sd}(S)} = \frac{1}{L_m} \cdot \frac{\psi_{rd}(S)}{I_{sd}(S)} = \frac{1}{\tau_r \cdot s + 1} \quad (2.95)$$

Hay que calcular la función de transferencia en lazo abierto para el sistema motor-lazo interno de corriente-regulador PI.

La función de transferencia de la planta.

$$G(S)_{planta} = \frac{I_{mR}(S)}{I_{sd}(S)} = \frac{1}{\tau_r \cdot s + 1} \quad (2.96)$$

La función de transferencia del convertidor.

$$G_{lc\_corriente}(S) = \frac{1}{\tau_{lc\_corriente} \cdot s + 1} \quad (2.97)$$

La función de transferencia del regulador PI.

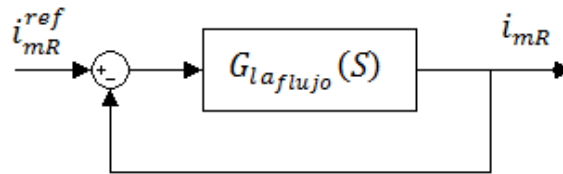
$$G_{PI}(S) = K_{pF} + \frac{K_{iF}}{s} = \frac{K_{pF}s + K_{iF}}{s} = K_{iF} \cdot \frac{\frac{K_{pF}}{K_{iF}}s + 1}{s} = \frac{T_{nF}s + 1}{T_{iF}s} \quad (2.98)$$

Donde

$$T_{nF} = \frac{K_{pF}}{K_{iF}} \quad (2.99)$$

$$T_{iF} = \frac{1}{K_{iF}} \quad (2.100)$$

Por tanto, ya podemos obtener la función de transferencia en lazo abierto para el lazo de control de flujo como se muestra en la figura 2.12.



**Figura 2.12 Función de transferencia de lazo abierto para el flujo.**

$$G_{la\_flujo}(S) = G(S)_{planta} \cdot G_{lc\_corriente}(S) \cdot G_{PI}(S) \quad (2.101)$$

Sustituyendo en la ecuación (2.101) se obtiene

$$G_{la\_flujo}(S) = \frac{1}{\tau_r \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{\tau_{lc\_corriente}s + 1} \cdot \frac{T_{nF}s + 1}{T_{iF}s} \quad (2.102)$$

A partir del cero del regulador se cancela el polo de la planta mediante el método de cancelación.

$$\tau_r \cdot s + 1 = T_{nF} s + 1 \quad (2.103)$$

$$\tau_r = T_{nF} \quad (2.104)$$

La nueva función de transferencia de lazo abierto será.

$$G_{la\_corriente}(s) = \frac{1}{T_{iFS}} \cdot \frac{1}{\tau_{lc\_corriente}s + 1} \quad (2.105)$$

El siguiente paso será calcular la función de transferencia en lazo cerrado que relacione el flujo real con el de referencia, como se muestra en la figura 2.13. Hay que asemejar el sistema a uno de primer orden.

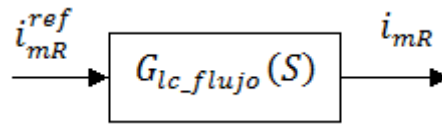


Figura 2.13 Función de transferencia en lazo cerrado para el flujo.

$$G_{lc\_flujo}(S) = \frac{G_{la\_flujo}(S)}{G_{la\_flujo}(S) + 1} \quad (2.106)$$

Sustituyendo la ecuación (2,105) y operando la ecuación (2.106), se obtiene.

$$G_{lc\_flujo}(S) = \frac{\frac{1}{T_{iFS} \cdot (\tau_{lc\_corriente} \cdot s + 1)}}{\frac{1}{T_{iFS} \cdot (\tau_{lc\_corriente} \cdot s + 1)} + 1} \quad (2.107)$$

$$G_{lc\_flujo}(S) = \frac{1}{T_{iFS} \cdot (\tau_{lc\_corriente} \cdot s + 1) + 1} \quad (2.108)$$

$$G_{lc\_flujo}(S) = \frac{1}{\tau_{lc\_corriente} \cdot T_{iF} \cdot s^2 + T_{iFS} + 1} \quad (2.109)$$

A frecuencias suficientemente bajas, se puede despreciar el término cuadrático del denominador.

$$\tau_{lc\_corriente} \cdot T_{iF} \cdot s^2 \ll 1 \quad (2.110)$$

Obteniendo

$$G_{lc\_flujo}(S) \approx \frac{1}{T_{iFS} + 1} \quad (2.111)$$

Suponiendo que el sistema se comporta como uno de primer orden.

$$G_{lc\_flujo}(S) \approx \frac{1}{T_{iFS} + 1} = \frac{1}{\tau_{lc\_flujo}s + 1} \quad (2.112)$$

Entonces, de la ecuación (2.112) se deduce

$$T_{iF} = \tau_{lc\_flujo} \quad (2.113)$$

Se puede suponer la constante de tiempo en lazo cerrado de flujo a partir de la constante de tiempo de lazo cerrado de corriente. El lazo de corriente es un lazo interno al de flujo por lo que debe actuar más rápido que el lazo externo de flujo, por ello se supone una constante de tiempo suficientemente pequeña.

$$\tau_{lc\_flujo} = 5 \cdot \tau_{lc\_coriente} \quad (2.114)$$

Igualando las ecuaciones (2.113) y (2.114) y despejando.

$$T_{iF} = 5 \cdot \tau_{lc\_coriente} \quad (2.115)$$

Y por tanto la constante de la parte integral del regulador PI,  $K_{iF}$ .

$$K_{iF} = \frac{1}{T_{iF}} = \frac{1}{5 \cdot \tau_{lc\_coriente}} \quad (2.116)$$

Por último, se calcula la constante de la parte integral del regulador despejando de las ecuaciones (2.99) y (2.100).

$$K_{pF} = K_{iF} \cdot T_{nF} \quad (2.117)$$

$$K_{pF} = K_{iF} \cdot \tau_r = \frac{\tau_r}{5 \cdot \tau_{lc\_coriente}} \quad (2.118)$$

#### 2.4.3 Lazo de velocidad.

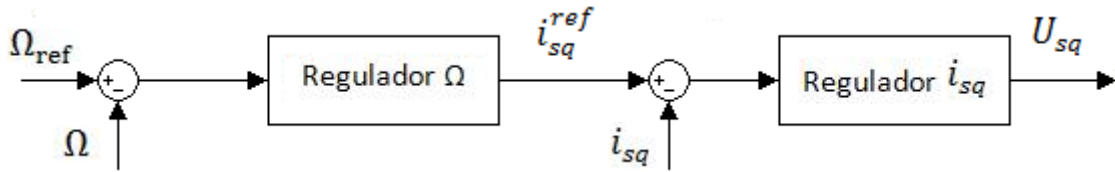


Figura 2.14 Lazo de control de velocidad.

Aplicando el teorema de Laplace a la ecuación (2.10), y considerando el par de carga  $T_C$  como una perturbación del sistema, se obtiene la función de transferencia que relaciona el par electromagnético generado por la máquina y la velocidad del rotor.

$$T_{em}(s) = J \cdot s \cdot \Omega(s) \quad (2.119)$$

$$\frac{\Omega(s)}{T_{em}(s)} = \frac{1}{J \cdot s} \quad (2.120)$$

La salida del regulador será la corriente  $i_{sq}$  por lo que mediante la ecuación (2.32) se obtiene la función de transferencia para la planta del sistema.

$$\frac{T_{em}(s)}{i_{sq}(s)} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} = K_{par} \quad (2.121)$$

Ahora hay que calcular la función de transferencia en lazo abierto para el sistema motor-lazo interno de corriente-regulador PI.

La función de transferencia de la planta.



$$G(S)_{planta} = \frac{\Omega(s)}{T_{em}(s)} = \frac{K_{par}}{J \cdot s} \quad (2.122)$$

La función de transferencia del convertidor.

$$G_{lc\_corriente}(S) = \frac{1}{\tau_{lc\_corriente}S + 1} \quad (2.123)$$

La función de transferencia del regulador PI.

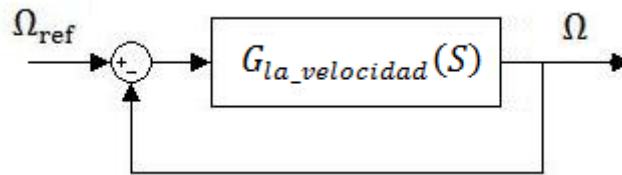
$$G_{PI}(S) = K_{pV} + \frac{K_{iV}}{s} = \frac{K_{pV}s + K_{iV}}{s} = K_{VF} \cdot \frac{\frac{K_{pV}}{K_{iV}}s + 1}{s} = \frac{T_{nV}s + 1}{T_{iV}s} \quad (2.124)$$

Donde

$$T_{nV} = \frac{K_{pV}}{K_{iV}} \quad (2.125)$$

$$T_{iV} = \frac{1}{K_{iV}} \quad (2.126)$$

Por tanto, se puede obtener la función de transferencia en lazo abierto para el lazo de control de velocidad, como muestra la figura 2.15.



**Figura 2.15 Función de transferencia en lazo abierto para la velocidad.**

$$G_{la\_velocidad}(S) = G(S)_{planta} \cdot G_{lc\_corriente}(S) \cdot G_{PI}(S) \quad (2.127)$$

Sustituyendo valores sobre la ecuación (2.127), resulta

$$G_{la\_velocidad}(S) = \frac{1}{J \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{lc\_corriente}S + 1} \cdot \frac{T_{nV}s + 1}{T_{iV}s} \quad (2.128)$$

Como se ve en la ecuación (2.128), tenemos dos polos en el origen por lo que no es posible aplicar el método de cancelación polo/cero, por ello se utilizará en su lugar el método del óptimo simétrico [2.8].

Según el método, la frecuencia de corte.

$$\omega_c = 2 \frac{1}{T_{nV}} = \frac{1}{2 \cdot \tau_{lc\_corriente}} \quad (2.129)$$

De la igualdad se obtiene.

$$T_{nV} = 4 \cdot \tau_{lc\_corriente} \quad (2.130)$$

La ganancia en lazo abierto deber ser unidad para que no se vea afectado el resultado de la magnitud de la señal a la salida.

$$|G_{la\_velocidad}(\omega_c)| = 1 \quad (2.131)$$

Sustituyendo en la ecuación (2.128), se tendrá

$$\frac{T_{nV}}{T_{iV} \cdot J \cdot 2 \frac{1}{T_{nV}}} = \frac{T_{nV}^2}{2 \cdot T_{iV} \cdot J} = 1 \quad (2.132)$$

$$T_{nV}^2 = 2 \cdot T_{iV} \cdot J \quad (2.133)$$

$$T_{iV} = \frac{T_{nV}^2}{2 \cdot J} = \frac{(4 \cdot \tau_{lc\_corriente})^2}{2 \cdot J} \quad (2.134)$$

$$T_{iV} = \frac{8 \cdot \tau_{lc\_corriente}^2}{J} \quad (2.135)$$

De esta forma ya podemos calcular las constantes del PI

$$K_{iV} = \frac{1}{T_i} = \frac{J}{8 \cdot \tau_{lc\_corriente}^2} \quad (2.136)$$

$$K_{pV} = \frac{T_n}{T_i} = \frac{4 \cdot \tau_{lc} \cdot J}{8 \cdot \tau_{lc\_corriente}^2} \quad (2.137)$$

$$K_{pV} = \frac{2 \cdot J}{\tau_{lc\_corriente}} \quad (2.138)$$

## 2.5 Implementación del modelo de control de la máquina de jaula de ardilla.

Una vez conocidas todas las ecuaciones, tanto las que explican el funcionamiento de la máquina de inducción, como las que sirven para controlar la misma, el siguiente paso será implementar un modelo que sirva de vía para poder visualizar qué ocurre en la máquina y cuál es su respuesta frente a distintos cambios.

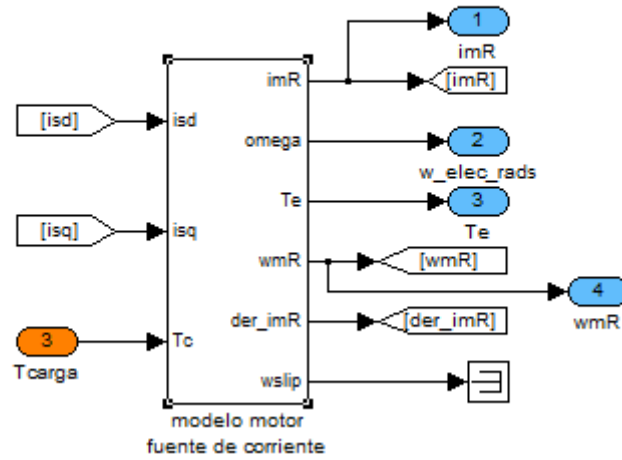
En este proyecto se ha decidido realizar el modelo mediante Matlab y su herramienta interna Simulink. Simulink permite implementar de forma sencilla y visual los diagramas de bloques necesarios para representar el modelo en cuestión.

### 2.5.1 Modelo de la máquina en fuente de corriente.

En primer lugar, se implementará el modelo del motor en fuente de corriente puesto que es el modelo interno previamente necesario para la implementación del modelo del motor en fuente de tensión.

Como se describió anteriormente y como se puede contemplar en la figura 2.15, el modelo tendrá como entradas las proyecciones dq de la corriente del estátor y como salidas el flujo convertido a su “corriente magnetizante”, y tanto la velocidad como el posicionamiento angular del rotor de la máquina.

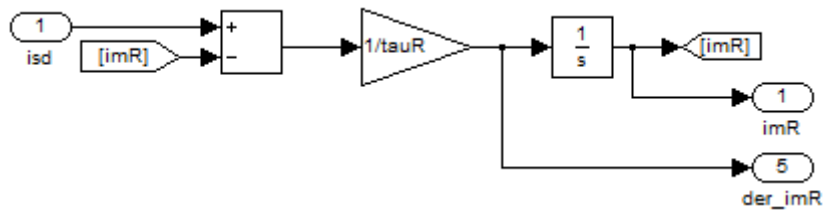
## MODELO EN FUENTE DE CORRIENTE



**Figura 2.15 Entradas/Salidas del modelo en fuente de corriente.**

Se parte de la ecuación (2.96), que relacionaba el “flujo magnetizante” con la componente directa de la corriente que circula por el estator. Implementándola se obtendrá como resultado el modelo mostrado en la figura 2.16.

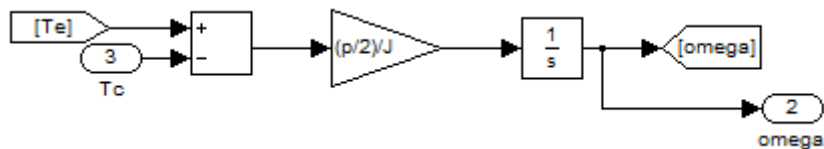
$$\frac{I_{mR}(S)}{I_{sd}(S)} = \frac{1}{L_m} \cdot \frac{\psi_{rd}(S)}{I_{sd}(S)} = \frac{1}{\tau_r \cdot s + 1}$$



**Figura 2.16 Implementación de la ecuación (2.96).**

A partir de la ecuación (2.120) se implementará el modelo del lazo de velocidad como se muestra en la figura 2.17.

$$\frac{\Omega(s)}{T_{em}(s)} = \frac{1}{J \cdot s}$$



**Figura 2.17 Implementación de la ecuación (2.120).**

Por último, obtenemos el par electromagnético y la velocidad de sincronismo de la máquina mediante las ecuaciones (2.32) y (2.44) explicadas en el modelo matemático. Por tanto, como vemos en la figura 2.18, obtendremos ambas variables a la salida.

$$T_{em} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot (i_{mR} \cdot i_{sq})$$

$$\frac{i_{mR}}{i_{sq}} = \frac{1}{\omega_{slip} \cdot \tau_r}$$

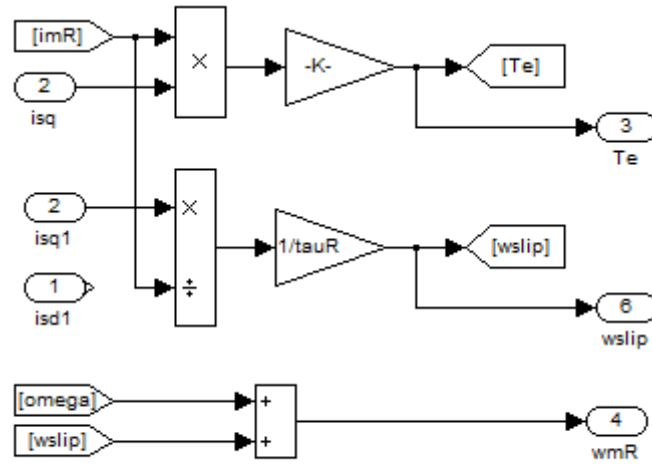


Figura 2.18 Implementación de las ecuaciones (2.32) y (2.44).

### 2.5.2 Modelo de la máquina en fuente de tensión.

Como se adelantó anteriormente, una vez se ha implementado el modelo en fuente de corriente, se modificará de forma que las nuevas entradas sean las proyecciones sobre los ejes dq de la tensión del estátor. Como se muestra en la figura 2.19, se mantendrán las salidas que han sido obtenidas para el modelo en fuente de corriente, pero además se calcularán los valores reales de las corrientes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  necesarios para la etapa de control.

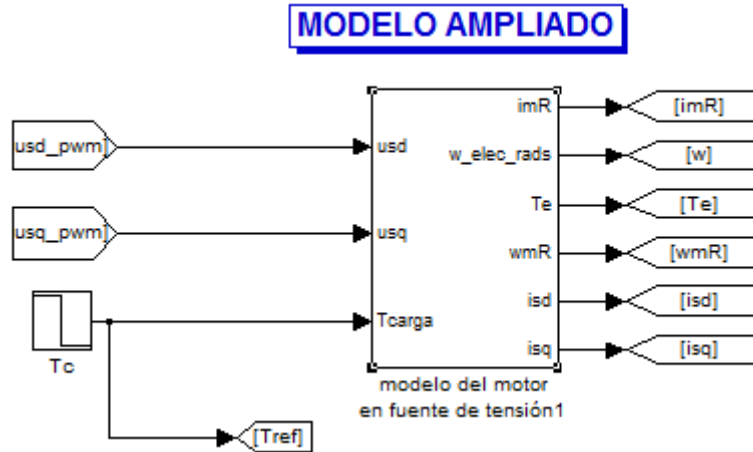


Figura 2.19 Entradas/Salidas del modelo en fuente de tensión.

Por tanto, es necesario implementar las ecuaciones que permitan la transformación entre ambos modelos.

A partir de la ecuación (2.60) se puede transformar la entrada de la corriente  $i_{sd}$  del modelo de corriente en una entrada de tensión  $U_{sd}$  como muestra la figura 2.20.

$$i_{sd} + \tau_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{U_{sd}}{R_s} - e_d$$

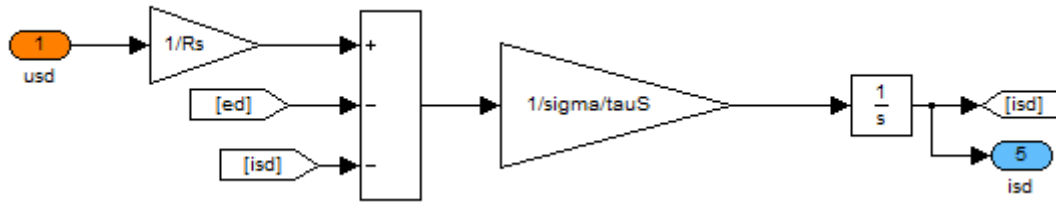


Figura 2.20 Implementación de la ecuación (2.60).

Del mismo modo, mediante la ecuación (2.61), se transforma la entrada al modelo de corriente en una entrada de tensión  $U_{sq}$  como se muestra en la figura 2.21.

$$i_{sq} + \tau_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{U_{sq}}{R_s} - e_q$$

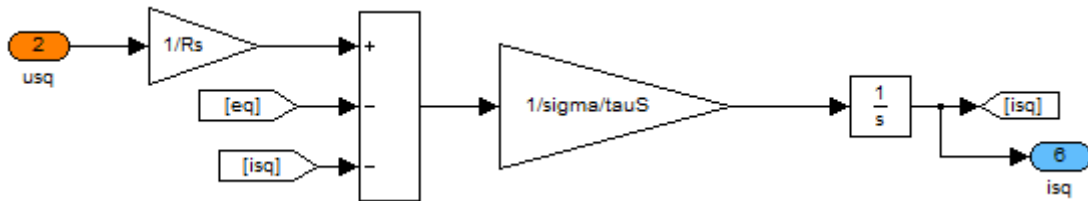


Figura 2.21 Implementación de la ecuación (2.61).

Por último, se definen los términos cruzados  $e_d$  y  $e_q$  necesarios para el modelo en fuente de tensión. Para ello, mediante las ecuaciones (2.62) y (2.63) que fueron explicadas en el modelo matemático, habrá que implementar el modelo como se muestra en las figuras 2.22 y 2.23.

$$e_d = \tau_s \cdot (1 - \sigma) \cdot \frac{di_{mR}}{dt} - \tau_s \cdot \sigma \cdot \omega_s \cdot i_{sq}$$

$$e_q = \tau_s \cdot \sigma \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + \tau_s \cdot (1 - \sigma) \cdot \omega_s \cdot i_{mR}$$

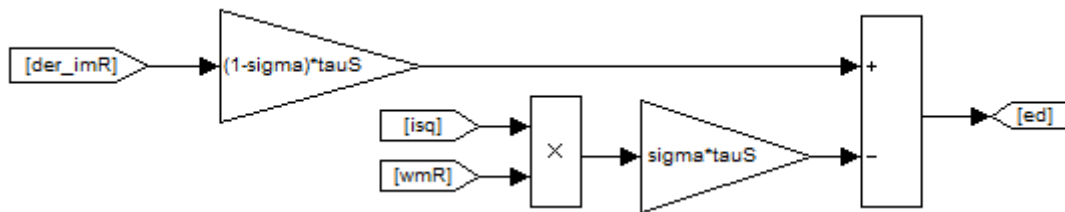


Figura 2.22 Implementación de la ecuación (2.62).

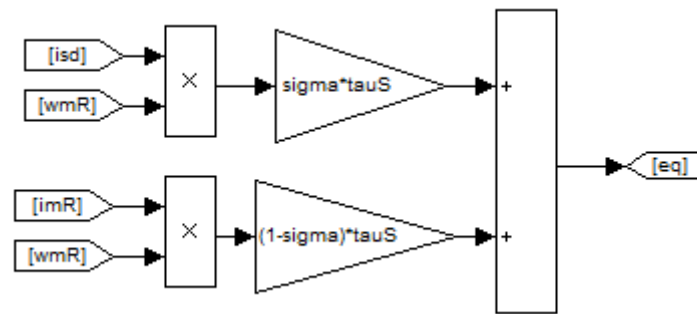


Figura 2.23 Implementación de la ecuación (2.63).

### 2.5.3 Lazos de control.

Se tendrán los dos reguladores para los lazos de control de  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  (Figuras 2.24 y 2.25). Tienen como entrada las corrientes estáticas de referencia y como salida las proyecciones dq de la tensión en el estator. Estas tensiones son las que alimentan el modelo en fuente de tensión.

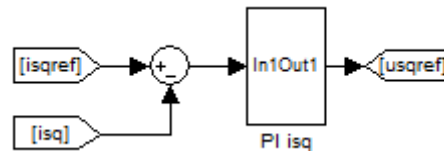


Figura 2.24 Lazo de control de isq.

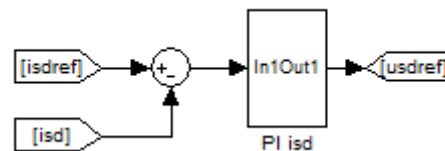


Figura 2.25 Lazo de control isd.

Como ya se demostró, internamente coinciden ambos controladores de corriente puesto que su dinámica es la misma y por tanto su control también.

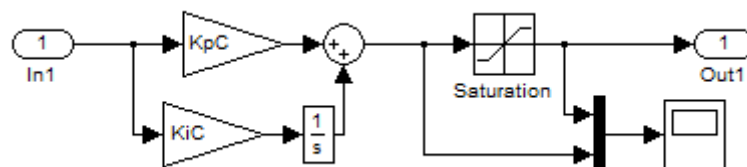
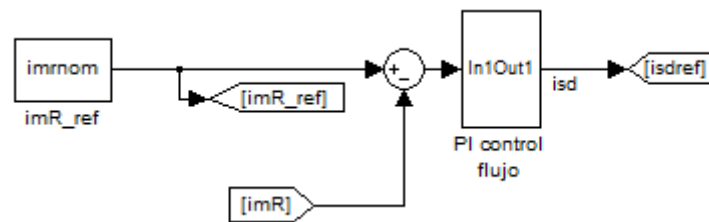


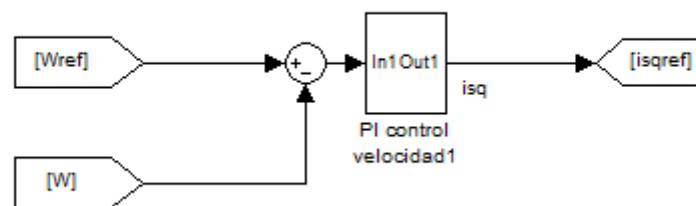
Figura 2.26 Regulador PI para isd e isq.

Del mismo que se implementó el lazo de control de corriente, se implementará el lazo de control de flujo (figura 2.27). Tiene como consigna de entrada un valor constante para la “corriente magnetizante” y nos da como salida el valor de la corriente de referencia para el lazo de control de  $i_{sd}$ .



**Figura 2.27 Lazo de control del flujo mediante la “corriente magnetizante”.**

Para finalizar, se implementa el lazo de control de velocidad (figura 2.28). La velocidad de referencia está tomada en r.p.m. por lo que hay que transformarla a radianes eléctricos para que tenga sentido dentro del modelo del motor de inducción.



**Figura 2.28 Lazo de control de velocidad.**

### **3. Etapa de potencia.**

#### **3.1 Inversor trifásico.**

Para conseguir velocidades variables en el motor de inducción, la fuente de potencia que alimenta la máquina debe entregar tensiones tanto de amplitud como frecuencias variables. La solución más común para gestionar el accionamiento del motor es el uso de un inversor trifásico.

Los inversores son elementos que forman parte de la electrónica de potencia encargada de la transformación de la energía eléctrica. Su función principal es la de generar señales sinusoidales de amplitud y frecuencia variables (dependiendo del tipo de inversor) a partir de una fuente DC de alimentación, es decir, se encargan de la conversión continua/alterna (DC-AC).

La frecuencia de salida de un inversor estático vendrá determinada por la velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores que lo conforman, por lo que se genera una salida de frecuencia ajustable. Se debe tener en cuenta que no en toda ocasión la salida de voltaje y corriente es puramente sinusoidal, lo que puede afectar en gran medida al correcto funcionamiento de la máquina. En muchas ocasiones el filtrado de armónicos no resulta factible debido al amplio rango de variación de la frecuencia a la salida del inversor.

Usualmente agrupamos los inversores en dos clases principales según sus características, los que están alimentados por fuentes de corriente (CSI) o por fuente de tensión (VSI).

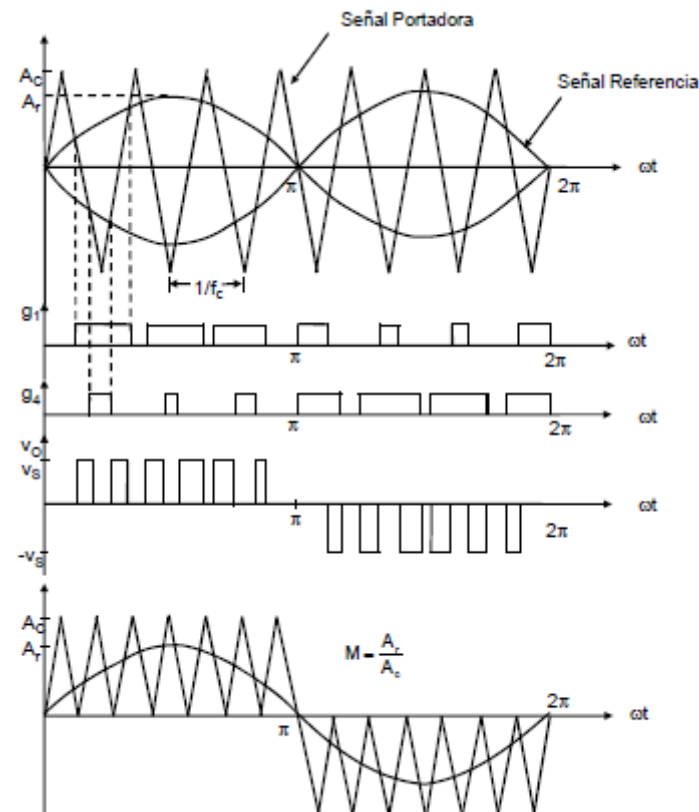
Para conseguir el funcionamiento deseado, se impondrá la secuencia de conmutación de los interruptores mediante un proceso previo de modulación el cual determinará las características de la señal a la salida, como pueden ser su forma, frecuencia, amplitud, armónicos, etc.

Dentro del control de inversores trifásicos, existen en la actualidad numerosas técnicas de modulación, donde una de las más utilizadas es la modulación por ancho de pulso (PWM, Pulse Width Modulation). Existen para esta misma técnica gran cantidad de algoritmos que intentan mejorar el proceso de la modulación, disminuyendo las pérdidas en la conmutación, el contenido en armónicos a la salida del inversor o aumentando la propia eficiencia del proceso de conversión.

La presencia de armónicos a la salida del inversor es un parámetro muy importante en los accionamientos eléctricos, debido a los efectos generados por los mismos al atravesar los devanados del motor. Esto puede provocar ciertos efectos nocivos sobre la máquina como sobrecalentamientos, incremento de pérdidas, reducción en el factor de potencia, distorsiones de onda, vibraciones, pérdida de par útil de la máquina o la reducción de la vida útil del motor, entre otros.

Con objeto de disminuir este contenido en armónicos de la máquina, Schönung (1964) plantea que se pueden reducir realizando la modulación a través de una señal sinusoidal [3.1]. Este método se conoce como el algoritmo de modulación PWM sinusoidal (SPWM- Sinusoidal Pulse Width Modulation).





**Figura 3.1 Modulación SPWM. [3.1]**

En la figura 3.1 se tiene un ejemplo de modulación SPWM, donde la señal moduladora o de referencia es sinusoidal y la portadora tiene forma de onda triangular. Como se puede observar, a la salida se obtiene un tren de pulsos de ancho variable que depende de la amplitud y frecuencia tanto de la señal portadora como de la moduladora; la modulación será explicada de forma más detallada en el siguiente apartado.

### 3.1.1 Modulación PWM.

En el método de modulación por PWM, el ciclo de trabajo del tren de pulsos generado está determinado por la tensión deseada a la salida del inversor, tanto por su frecuencia como por su amplitud.

La modulación por ancho de pulsos (PWM) supone una forma de disminuir la distorsión armónica total (DAT) de la corriente de carga. Es cierto que la salida del PWM presentará una señal con un factor DAT bastante elevado debido a la presencia de armónicos, pero generalmente los armónicos obtenidos presentan frecuencias mucho más elevadas que las de la onda cuadrada, lo que supondrá una mayor facilidad de filtrado.

Entre las ventajas que presenta el uso de la modulación por ancho de pulso cabe destacar la reducción de uso de filtros para la reducción de armónicos en la señal de salida del inversor, y el control de la amplitud de salida. Por el contrario, el uso de este método también supone ciertas desventajas como puede ser una mayor complejidad del circuito de conmutación de los interruptores o el aumento de pérdidas en la conmutación, al ser ésta mucho más frecuente.

Existen dos modelos principales para la implementación de la modulación PWM:

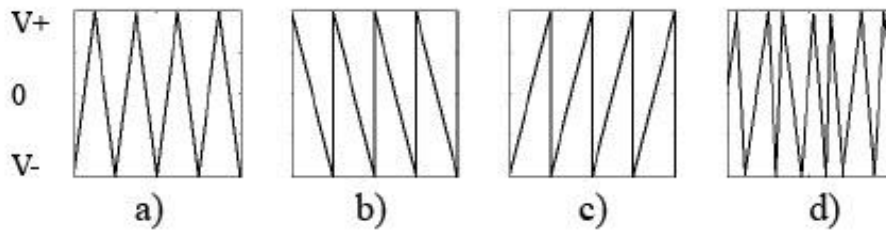
- Modulación basada en la portadora (CB-PWM).
- Modulación basada en vectores espaciales (SV-PWM).

En este proyecto se ha optado por una modulación basada en la portadora.

Para poder controlar los dispositivos de conmutación se requiere lo que se conoce como señal de control o moduladora, la cual sirve como señal de referencia (en el caso del SPWM será de forma sinusoidal como se vio anteriormente). La señal moduladora será la que contenga la información a cerca de la amplitud, frecuencia y fases deseadas a la salida del inversor.

Además se necesitará una señal portadora, que es una señal generalmente periódica que nos permite controlar la velocidad de conmutación, o incluso las pérdidas por conmutación del sistema, mediante su frecuencia.

La forma de onda más común usada para la señal portadora, y la que será usada en este proyecto para la implementación del modelo, es la triangular; también existen otros tipos de portadora como pueden ser señales de tipo diente de sierra o combinaciones de éstas con la triangular, como se muestra en la figura 3.2.



**Figura 3.2 Formas de onda de la señal portadora. a) Triangular. b) Diente de sierra de pendiente negativa. c) Diente de sierra de pendiente positiva. d) Aleatoria. [3.1]**

### 3.1.2 Tipos de conmutación.

Podemos distinguir entre dos esquemas principales de conmutación: la bipolar y la unipolar.

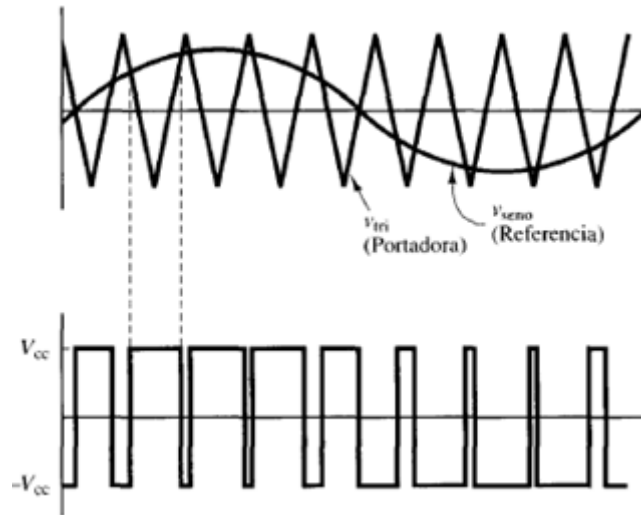
#### a) Conmutación bipolar.

Este tipo de conmutación se conoce como bipolar puesto que toma valores alternos entre más y menos el valor de la tensión del bus de continua  $V_{DC}$ . Si el valor instantáneo de la señal moduladora es superior al de la señal portadora, la salida toma un valor de  $+V_{DC}$ ; en el caso opuesto, cuando el valor instantáneo la señal moduladora es inferior al de la señal portador, la salida toma un valor de  $-V_{DC}$ .

$$V_o = +V_{DC} \quad \text{si} \quad V_{mod} > V_{port}$$

$$V_o = -V_{DC} \quad \text{si} \quad V_{mod} < V_{port}$$

En la figura 3.3 se muestra un ejemplo de este tipo de conmutación.



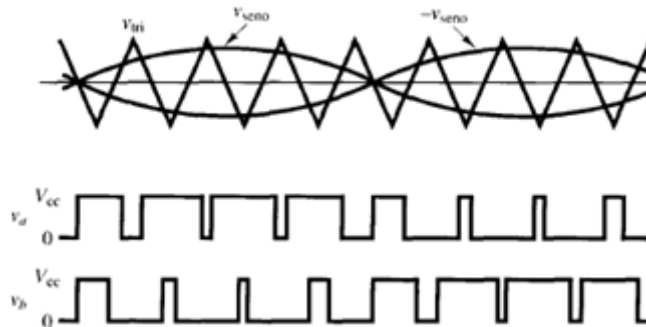
**Figura 3.3 Modulación PWM bipolar. [3.2]**

#### b) Conmutación unipolar

En este tipo de conmutación para la modulación por anchura de pulsos, la salida será conmutada entre el valor máximo del bus de continua y cero, o entre el valor mínimo y cero a diferencia de la conmutación bipolar donde se conmutaba entre los valores máximo y mínimo. En la figura 3.4 se puede ver un ejemplo de este tipo de conmutación.

$$V_o = +V_{DC} \quad \text{si} \quad V_{mod} > V_{port}$$

$$V_o = 0 \quad \text{si} \quad V_{mod} < V_{port}$$



**Figura 3.4 Modulación PWM unipolar. [3.2]**

#### 3.1.3 Términos y consideraciones del PWM.

Es interesante conocer ciertos términos y consideraciones que nos pueden resultar muy útiles a la hora de implementar una modulación por ancho de pulso.

##### a) Índice de modulación de frecuencia $m_f$ .

A la salida del PWM se encontrará una señal cuya serie de Fourier tiene como frecuencia fundamental la misma que la señal moduladora o de referencia. Además, la señal de salida presentará frecuencias armónicas generadas a la frecuencia de conmutación o múltiplos de la misma. Pueden presentarse armónicos bastante

grandes (incluso en ocasiones de mayor amplitud que la componente fundamental), pero puesto que estos armónicos se disponen a frecuencias suficientemente elevadas resulta sencillo eliminarlos a través de un filtro paso bajo. El índice de modulación de frecuencia se definirá como la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de la señal moduladora o de referencia.

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{moduladora}}$$

Si aumenta el valor del índice de modulación en frecuencia, es decir, aumentado la frecuencia de la señal portadora, aumenta también la frecuencia de los armónicos generados en el PWM. De esta manera se consigue ubicar los armónicos indeseados a frecuencias suficientemente grandes de forma que aseguremos que su presencia no afecte al funcionamiento deseado de la máquina y además simplifica el diseño de los circuitos de filtrado. Como efecto adverso, al aumentar la frecuencia de la señal portadora, tendremos una velocidad mayor de conmutación lo que supone mayores pérdidas en los interruptores que conforman el inversor.

Cuando escogemos valores de  $m_f$  enteros, se dice que se trata de un modulador síncrono, normalmente utilizado en aplicaciones que exigen bajos índices de frecuencia. Si  $m_f$  se trata de un número que no es entero, se habla de un modulador asíncrono, el cual genera pulsos de voltaje no periódicos a la salida.

b) Índice de modulación en amplitud  $m_a$ .

El índice de modulación en amplitud es un indicativo del nivel de utilización del bus de continua, y se representa como la relación entre la amplitud de la señal moduladora y la amplitud de la señal portadora.

$$m_a = \frac{V_{m,moduladora}}{V_{m,portadora}}$$

Este valor es el que permite controlar la amplitud de la frecuencia fundamental de la señal a la salida del PWM. Será muy útil a la hora de compensar las variaciones producidas en la tensión del bus de continua, la cual puede no ser constante debido a las modificaciones que se pueden ocasionar al cambiar el estado de carga de la batería que alimenta el inversor.

Dependiendo de los valores que tome el índice de modulación en amplitud se podrá diferenciar entre dos modos de operación de la modulación PWM: la modulación lineal y la modulación no lineal.

Para valores de  $m_a \leq 1$ , es decir, cuando el valor pico de la moduladora es menor que el de la portadora, se conoce como la zona de modulación lineal. La modulación lineal se caracteriza por que el valor instantáneo de la señal moduladora es prácticamente coincidente con el valor medio de la señal modulada a la salida.

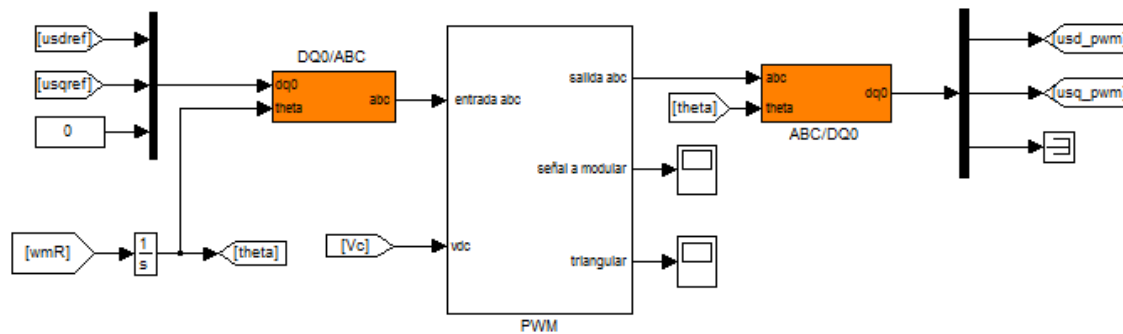
Para valores de  $m_a > 1$ , donde el pico de la señal moduladora es superior al pico de la señal portadora, se está en la zona de modulación no lineal, o lo que se conoce como sobremodulación.

c) Tensión moduladora o de referencia.

La señal moduladora o de referencia es una señal que puede ser generada internamente por el inversor o recibirse externamente. En este caso será una señal externa puesto que la obtenemos de la etapa de control del motor de jaula de ardilla. Puede resultar redundante la necesidad de una señal sinusoidal a la entrada del inversor cuando es lo que buscamos a la salida, pero la señal moduladora puede ser de muy baja potencia a diferencia de la señal que se puede obtener a la salida. No necesariamente este tipo de señal debe tener forma sinusoidal.

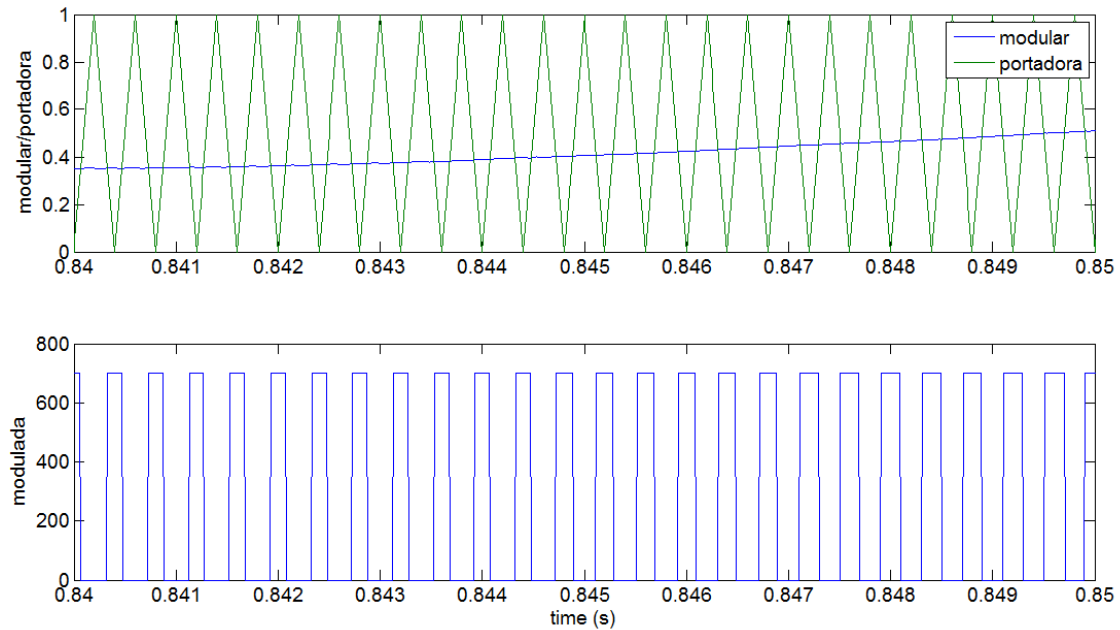
### 3.1.4 Implementación del modelo.

Para finalizar, se implementará el modelo del inversor PWM mediante Simulink. El inversor obtiene como entrada las tres fases de la tensión de referencia en el estátor, que ha sido previamente calculada en la etapa de control. Como salida se obtendrá la señal modulada que se genera mediante pulsos alimentados por el bus de continua. En la figura 3.5 se pueden ver tanto las entradas como las salidas del modelo del inversor, donde además se aplica la transformada de Planck a la entrada de tensión para trabajar con una tensión trifásica, necesaria a la hora de realizar la modulación.



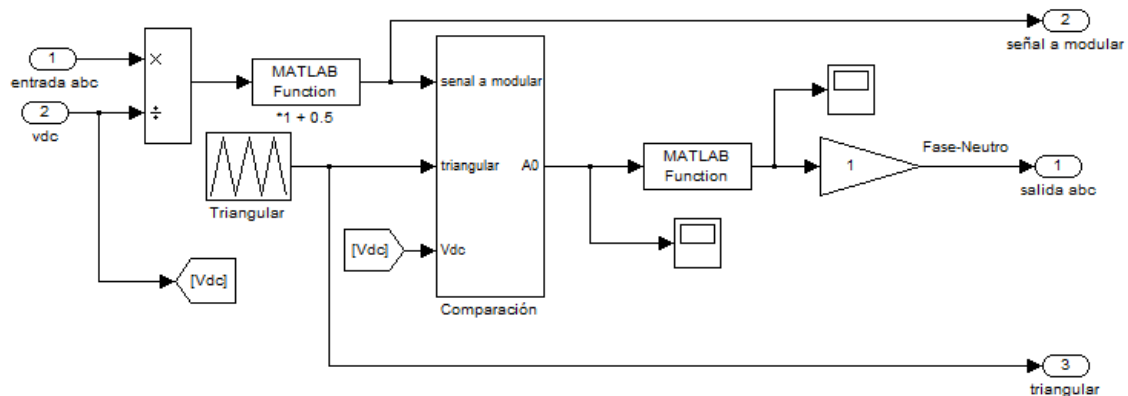
**Figura 3.5 Entradas y salidas del Inversor PWM.**

Internamente, se compara la señal moduladora con la señal portadora (en este caso una triangular). Cuando el valor de la señal portadora es mayor que el de la moduladora, se genera un pulso de valor  $+V_{dc}$ , que proviene de la tensión generada por la batería. Por el contrario, si el valor de la portadora es menor que la señal moduladora se generará una salida nula. En la figura 3.6 se muestra este comportamiento, donde como se puede ver, a la salida se obtiene una señal modulada de pulsos de ancho variable y cuya amplitud varía entre cero y el valor de tensión que se obtiene del bus de continua.



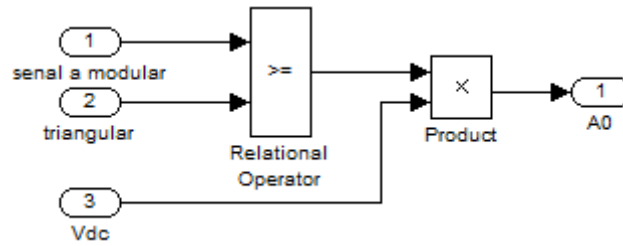
**Figura 3.6 Arriba) Señales portadora y moduladora. Abajo) Señal modulada a la salida (PWM).**

Se puede contemplar en la figura 3.7 el diagrama de bloques interno del PWM. Como se ha optado por una señal portadora triangular que oscile entre 0 y 1, se divide el valor de la tensión de referencia entre el valor de la tensión generada en el bus de continua para obtener una señal moduladora que no supere la unidad (siempre y cuando la tensión del bus de continua sea suficientemente grande y el sistema no sobremodule),



**Figura 3.7 Diagrama de bloques del inversor PWM.**

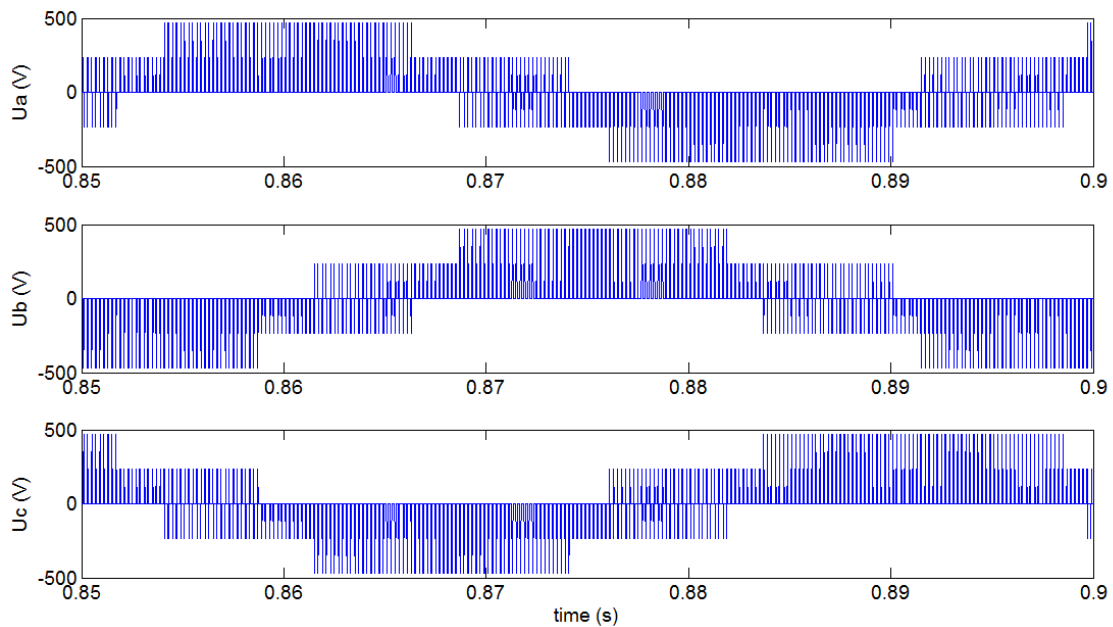
Consecuentemente a lo anterior, una vez realizada la modulación, se vuelve a multiplicar el valor de la señal ya modulada por el valor del bus de continua para obtener una señal con la amplitud necesaria para alimentar la máquina de inducción como se muestra en la figura 3.8.



**Figura 3.8 Comparación entre la señal moduladora y la portadora.**

Puesto que se alimenta el inversor con una señal de tensión trifásica, se ha conseguido generar 3 trenes de pulsos variables desfasados entre sí (uno para cada señal moduladora).

En la figura 3.9 se puede observar el desfase de  $120^\circ$  entre los 3 trenes de pulsos generados por el inversor.



**Figura 3.9 Trenes de pulsos modulados a la salida del inversor PWM.**

Finalmente, puede resultar interesante comparar la señal modulada obtenida a la salida con la señal moduladora o de referencia. Como se ve en la figura 3.10 se ha logrado obtener una señal pulsada que emula la forma de la senoide deseada.

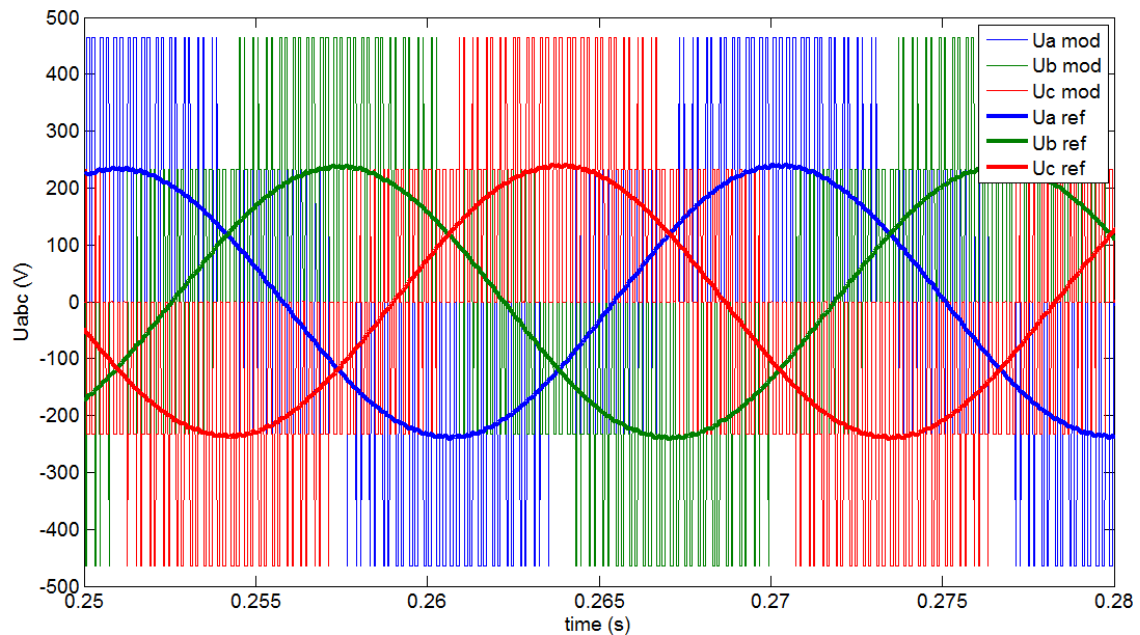


Figura 3.10 Comparación entre la señal modulada y la señal moduladora.

### 3.2 Convertidor DC/DC modo BUCK-BOOST bidireccional.

En este apartado se mostrará tanto la implementación del modelo lógico de un convertidor DC/DC bidireccional basado en la topología BUCK-BOOST, como el método de control aplicado.

Se emplea este tipo de convertidores como un intermediario que gestione tanto el almacenamiento como la descarga de energía por parte de la batería, encargada de alimentar la máquina eléctrica. Para un buen control de la máquina mediante el uso de baterías, se debe adecuar de forma correcta la tensión del bus de continua que alimenta inversor PWM. Por ello, será necesario refinar lo máximo posible los parámetros de control, manejando a nuestro antojo tanto las sobreoscilaciones, como el rizado y los tiempos de establecimiento en lazo cerrado, dentro de unos márgenes permitidos por la dinámica del sistema.

Para poder realizar esta transmisión de energía bidireccional, esta topología de convertidor debe permitir el cambio de dirección de la corriente del sistema.

#### 3.2.1 Topologías de convertidores DC/DC bidireccionales.

Como se adelantó, un convertidor DC/DC bidireccional es aquel elemento perteneciente a la rama de la electrónica de potencia que se encarga de transferir energía en ambos sentidos. Puesto que en este caso la batería debe tanto entregar como recibir energía de la máquina de inducción, será necesaria la implementación de una de las topologías de este tipo de convertidores.

El modelo más intuitivo es el que surge de combinar un convertidor DC/DC de topología reductora (BUCK) con otro de topología elevadora (BOOST). Además este tipo de modelo es bastante sencillo a la hora tanto de su programación como implementación.



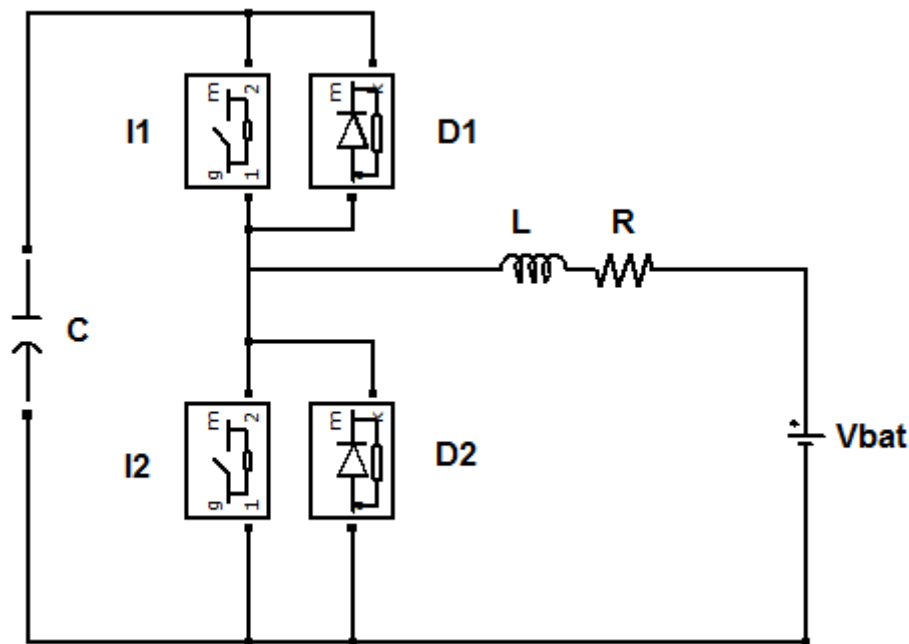
Con la topología BUCK-BOOST se consigue de una forma sencilla transferir potencia tanto del lado de alta tensión al de baja tensión, como viceversa. En el primer caso mencionado, lo que se logra es transferir energía de la máquina hacia la batería, es decir, se carga. En el caso de que se envíe energía del lado de baja tensión al de alta se descarga de la batería. Esta transmisión de energía bidireccional dependerá en ambos casos del sentido que tome la corriente en el convertidor.

En este proyecto se ha optado por el uso la topología BUCK-BOOST ya que responde bien a las exigencias del modelo de una forma sencilla, pero también existen numerosos tipos de topologías totalmente válidas, como puede ser:

- Convertidor de doble puente completo bidireccional sin bobina.
- Convertidor doble de medio puente bidireccional.
- Convertidor de puente completo bidireccional con esquema unificado para conmutación suave.
- Convertidor de medio puente y push-pull bidireccional.
- Convertidor Flyback bidireccional.

### 3.2.2 Modelo del convertidor.

En el proyecto se usa un convertidor DC/DC tipo BUCK-BOOST bidireccional para la implementación del sistema que controla el bus de continua, quien alimenta el inversor DC/AC que proporciona la energía necesaria para el funcionamiento del motor eléctrico.



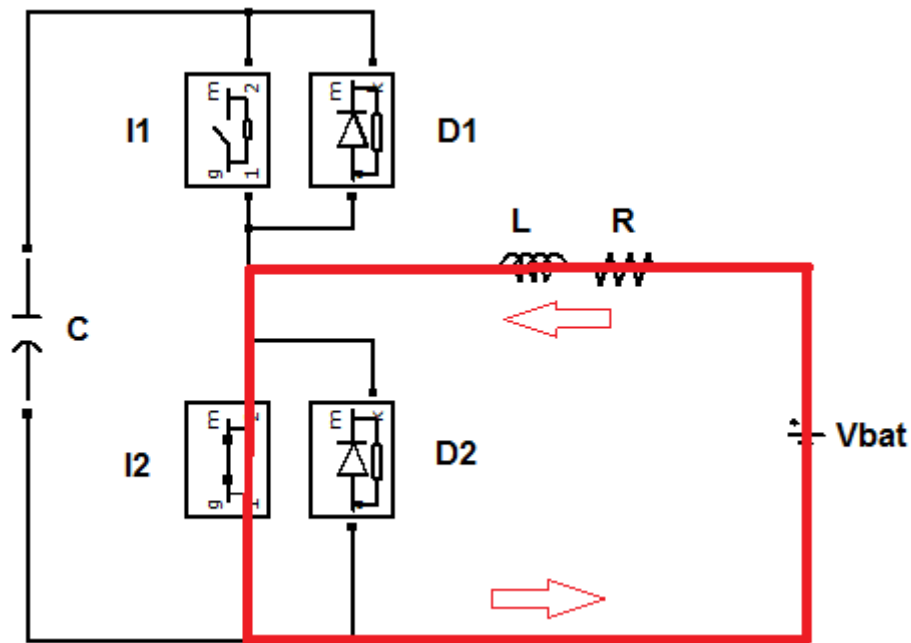
**Figura 3.11 Topología del convertidor BUCK-BOOST bidireccional.**

Como vemos en la figura 3.11, el convertidor está formado por un conjunto de dos IGBT's (I1 e I2) que son los que se encargan de conmutar, mediante una señal pulsante que los active o desactive. Con estos dos dispositivos lo que se consigue es controlar los periodos en los que el sistema se encuentra en modo de carga o de descarga.

En el lado de baja tensión encontramos que el modelo dispone de una bobina, la cual funcionará como filtro de corriente. Se tiene además, un conjunto de dos diodos (D1 y D2) que permiten la circulación de corriente en el caso de que ambos IGBT del sistema permanezcan abiertos. Gracias a ellos la bobina puede liberar la energía acumulada durante su carga.

El convertidor permite dos tipos de conexión, la reductora y la elevadora (BUCK-BOOST). La permutación entre ambas dependerá de la señal pulsada que se encarga tanto de la activación como desactivación del conjunto de IGBT's del circuito, que será generada por la etapa de control.

En el primer caso (figura 3.12), para el convertidor en modo elevador (BOOST), el IGBT 1 estará abierto mientras que el IGBT 2 debe permanecer cerrado. De esta manera, manteniendo el IGBT 2 cerrado, la tensión generada por la batería crea una corriente que atraviesa la bobina. Al ser atravesada por una corriente, la bobina almacena energía mediante el campo magnético generado.



**Figura 3.12 Convertidor modo elevador (carga bobina).**

En el momento en el que se abre el IGBT 2 (figura 3.13), la bobina deja de almacenar energía y la libera en forma de corriente a través del diodo D1 hacia el lado de alta tensión. El proceso se vuelve a repetir cuando el IGBT 2 vuelve a ser cerrado por el sistema de control.

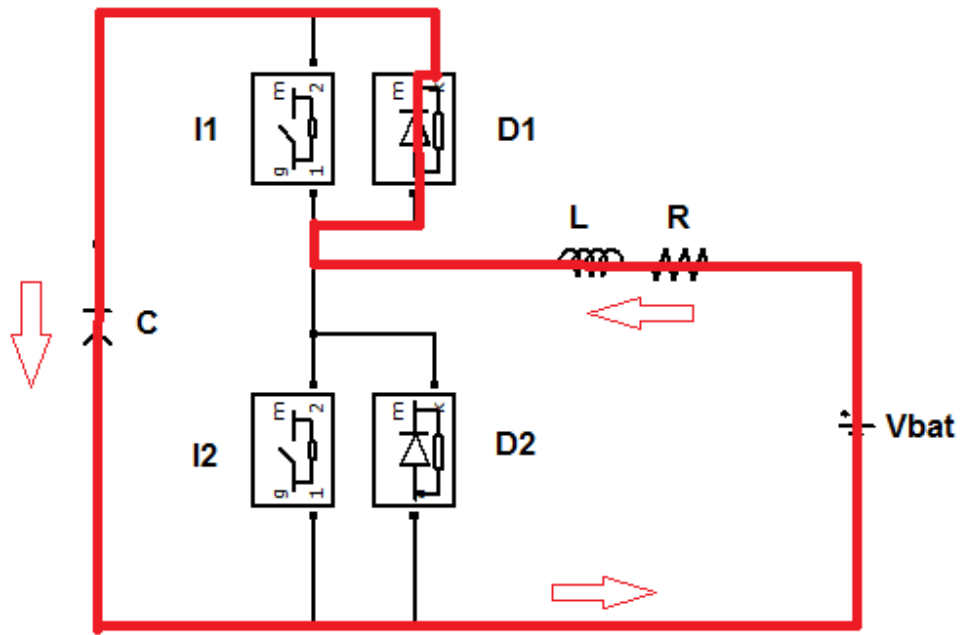


Figura 3.13. Convertidor modo elevador (descarga bobina).

Cuando el convertidor está trabajando como tipo elevador, la batería es la que descarga energía a la máquina.

En el caso opuesto, para el convertidor en modo reductor (BUCK), el IGBT 1 permanecerá cerrado, mientras que el IGBT 2 debe mantenerse abierto (figura 3.14). Manteniendo el IGBT 1 cerrado, la corriente circulará en este caso desde el lado de alta tensión hacia el de baja. Del mismo modo que ocurría en el caso anterior, la corriente que atraviesa la bobina genera un campo magnético que le permite almacenar energía durante el proceso.

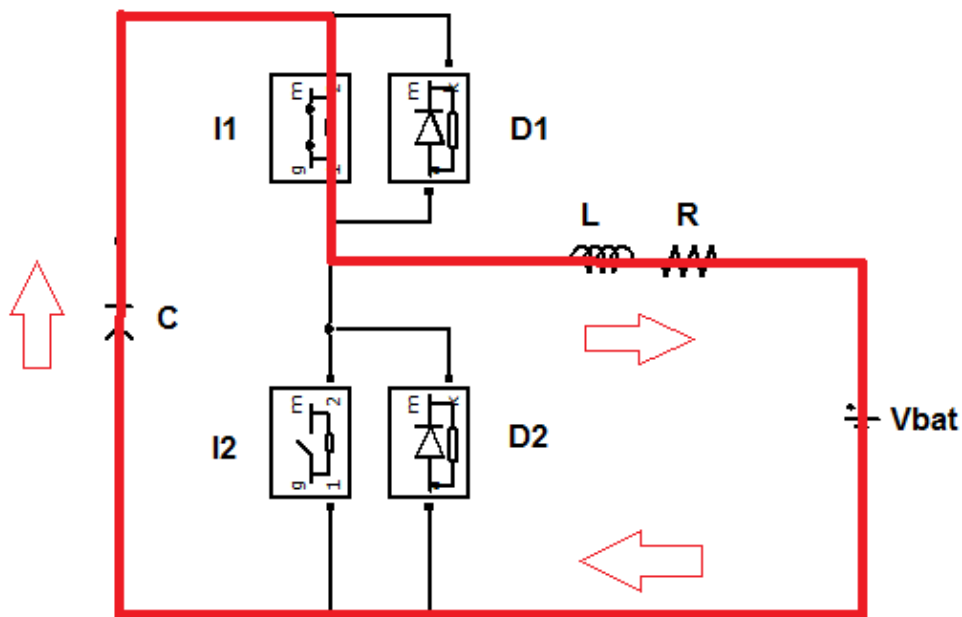
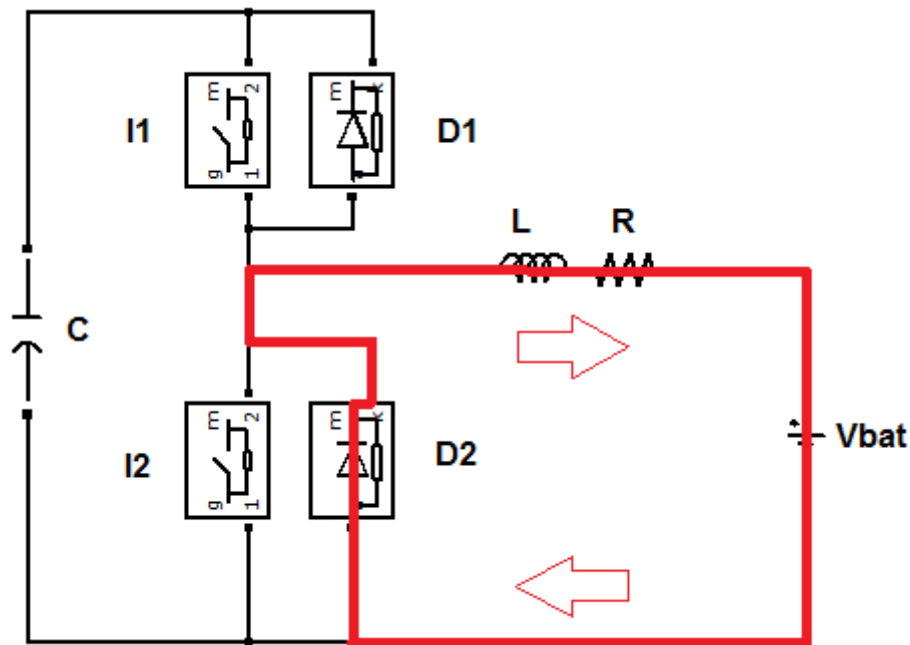


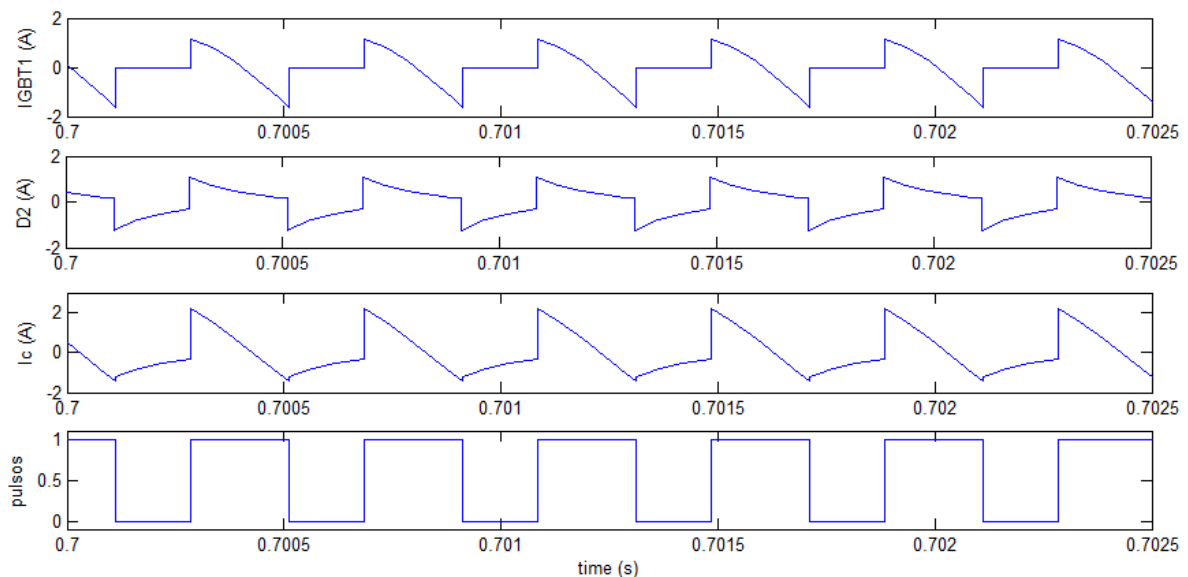
Figura 3.4 Convertidor modo reductor (carga bobina).

En el momento en el que se abre el IGBT 1, la bobina deja de almacenar energía y la libera en forma de corriente a través del diodo D2 hacia el lado de baja tensión, como se muestra en la figura 3.15. El proceso se vuelve a repetir cuando el IGBT 1 vuelve a ser cerrado por la señal de control.



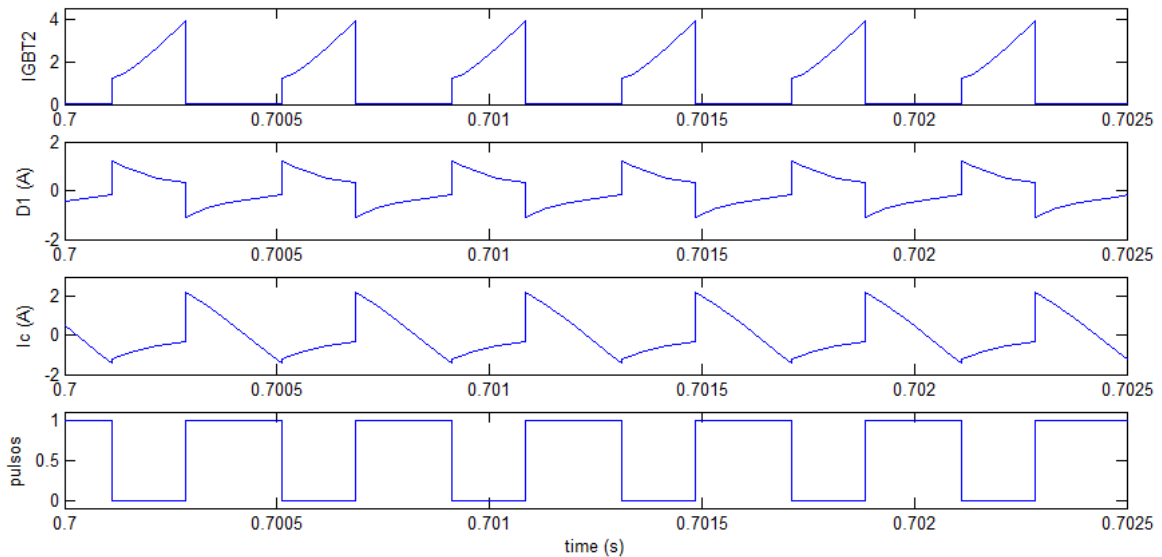
**Figura 3.15 Convertidor modo reductor (descarga bobina).**

Cuando el convertidor está trabajando como tipo reductor, la máquina pasa a funcionar como alternador y es la se encarga de cargar de energía la batería.



**Figura 3.16 Corriente por IGBT1 y D2**

En las figuras 3.16 y 3.17 se muestra la corriente que circula a través de los IGBTs y los diodos que conforman el inversor. Como se puede ver, los IGBT alternan su modo de activación debido al tren de pulsos de entrada.



**Figura 3.17 Corriente por IGBT2 y D1**

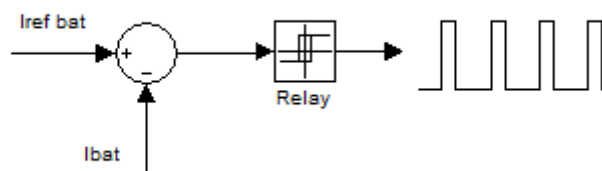
### 3.2.3 Etapa de control del convertidor.

Del mismo modo que se hizo para el control vectorial de la máquina, se implementarán dos lazos de control anidados para conseguir regular la tensión del bus de continua. Se tendrá un lazo interno de corriente y otro externo de tensión.

#### 3.2.3.1 Lazo de corriente.

En este primer lazo de control interno se usará como referencia la corriente que circula a través de la batería como se ve en la figura 3.19. Mediante un control por histéresis se consigue minimizar el error a la salida existente entre la diferencia del valor de la consigna y el valor de corriente real que circula a través de la batería en el circuito.

Como salida del lazo de control de corriente se obtendrá el valor de tensión en el lado de baja del convertidor. A través del controlador de histéresis se puede generar un tren de pulsos que controlen el disparo de los IGBT del convertidor.



**Figura 3.19 Lazo de corriente.**

Se partirá de la ecuación eléctrica que refleja el funcionamiento del convertidor en el caso de estar cerrado uno de los IGBT. En la figura 3.20 se muestra el circuito equivalente del convertidor durante la etapa de descarga de la batería.

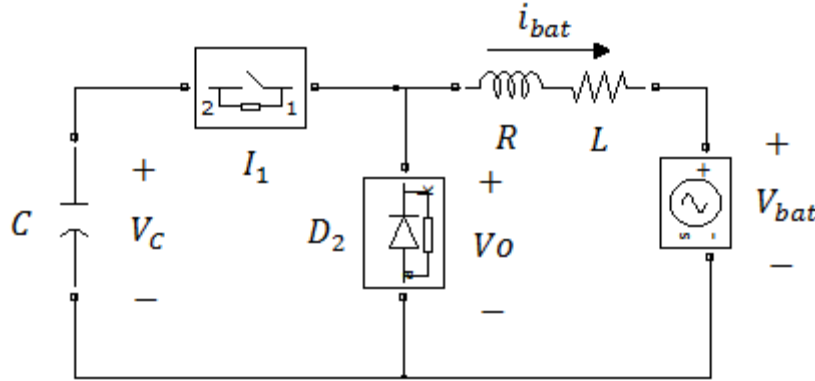


Figura 3.19 Circuito equivalente durante la descarga.

Se puede obtener por tanto la relación entre la tensión del lado de baja  $V_o$  y la corriente que circula por la batería.

$$V_o = V_{bat} + L \frac{di_{bat}}{dt} + R \cdot i_{bat} \quad (3.1)$$

Realizando la transformada de Laplace a la ecuación (3.1) base se obtiene

$$V_o(S) = V_{bat}(S) + L \cdot s \cdot I_{bat}(S) + R \cdot I_{bat}(S) \quad (3.2)$$

De cara al control, se considerará la tensión de la batería como una perturbación. A pesar de que es un valor variable que depende del estado de carga, su variación es prácticamente nula para intervalos de tiempo muy pequeños. Así, simplificando la ecuación (3.2) se obtiene.

$$V_o(S) = L \cdot s \cdot I_{bat}(S) + R \cdot I_{bat}(S) \quad (3.3)$$

Ahora es posible obtener la planta del sistema que relaciona la tensión  $V_o$  con la corriente de la batería.

$$G_c(S) = \frac{I_{bat}(S)}{V_o(S)} = \frac{1}{Ls + R} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\frac{L}{R}s + 1} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\tau_c s + 1} \quad (3.4)$$

$$G_c(S) = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\tau_c s + 1} \quad (3.5)$$

donde

$$\tau_c = \frac{L}{R} \quad (3.6)$$

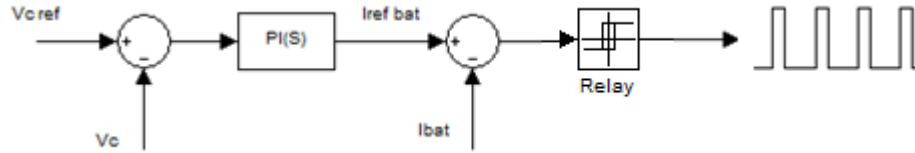
Para el lazo de corriente se ha optado por un control por histéresis. De esta forma se evita el cálculo de parámetros para otro regulador PI.

Los pulsos generados, que se encargan de la conmutación de la etapa de potencia del convertidor, variarán su valor entre 0 y 1 dependiendo según se rebase tanto superior como inferiormente el valor de la corriente de referencia (en este caso en 0.1 A)

Este tipo de control requiere frecuencias de conmutación bastante elevadas, lo que en este caso no supone un problema al tratarse de un modelo de simulación. A pesar de ello, supone una mayor simplicidad y una buena respuesta dinámica.

### 3.2.3.2 Lazo de tensión.

Se implementará un segundo lazo de control externo que permita alcanzar la tensión deseada en el condensador (tensión en el lado de alta). Esta tensión es la que alimenta el inversor por lo que será muy importante que se mantenga dentro de cierto rango para asegurar el correcto funcionamiento de la máquina de jaula de ardilla.



**Figura 3.20 Lazo de tensión.**

Como se ve en la figura 3.20, el nuevo lazo de control tendrá como entradas la consigna de tensión que se desea alcanzar para el bus de continua y el valor real de la tensión en el condensador. La salida será la corriente de referencia que alimente el lazo interno de corriente.

A partir del circuito eléctrico mostrado en la figura 3.19 se obtiene la relación entre la tensión  $V_c$  y la corriente de la batería. De cara a simplificar los cálculos y la implementación, se supondrá que la corriente que atraviesa el condensador es la misma que circula a través de la batería.

$$i_c \approx i_{bat} \quad (3.7)$$

Se parte de la ecuación general del condensador

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} = i_{bat} \quad (3.8)$$

Aplicando el teorema de Laplace a la ecuación (3.12)

$$I_c(S) = I_{bat}(S) = C \cdot s \cdot V_c(S) \quad (3.9)$$

A partir de la ecuación (3.9) se calcula la planta del lazo externo que relaciona la tensión del condensador con la corriente de la batería.

$$G_v(S) = \frac{V_c(S)}{I_{bat}(S)} = \frac{1}{Cs} \quad (3.9)$$

$$G_v(S) = \frac{1}{Cs} \quad (3.10)$$

Se puede obtener la función de transferencia de lazo abierto del nuevo lazo externo.

$$G_{la_v}(S) = G_v(S) \cdot G_{la_c}(S) \cdot G_{PI}(S) \quad (3.11)$$

$$G_{la_v}(S) = \frac{1}{Cs} \cdot \frac{1}{\tau_{lc-c}s + 1} \cdot \frac{T_n s + 1}{T_i s} \quad (3.12)$$

Aplicando el método del óptimo simétrico para la planta calculada anteriormente se obtienen los siguientes parámetros.

$$\omega_c = 2 \frac{1}{T_n} = \frac{1}{2 \cdot \tau_{lc}} \quad (3.13)$$

$$T_n = 4 \cdot \tau_{lc} = \frac{K_p}{K_i} \quad (3.14)$$

La ganancia en lazo abierto debe ser unidad para que no se vea afectado el resultado de la magnitud de la señal a la salida.

$$|G_{la_v}(\omega_c)| = 1 \quad (3.15)$$

Obteniendo

$$\frac{T_n}{T_i \cdot C \cdot 2 \frac{1}{T_n}} = \frac{T_n^2}{2 \cdot T_i \cdot C} = 1 \quad (3.16)$$

$$T_n^2 = 2 \cdot T_i \cdot C \quad (3.17)$$

$$T_i = \frac{T_n^2}{2 \cdot C} = \frac{(4 \cdot \tau_{lc})^2}{2 \cdot C} \quad (3.18)$$

$$T_i = \frac{8 \cdot \tau_{lc}^2}{C} \quad (3.19)$$

De esta forma ya podemos calcular las constantes del PI

$$K_i = \frac{1}{T_i} = \frac{C}{8 \cdot \tau_{lc}^2} \quad (3.20)$$

$$K_p = \frac{T_n}{T_i} = \frac{4 \cdot \tau_{lc} \cdot C}{8 \cdot \tau_{lc}^2} = \frac{2 \cdot C}{\tau_{lc}} \quad (3.21)$$

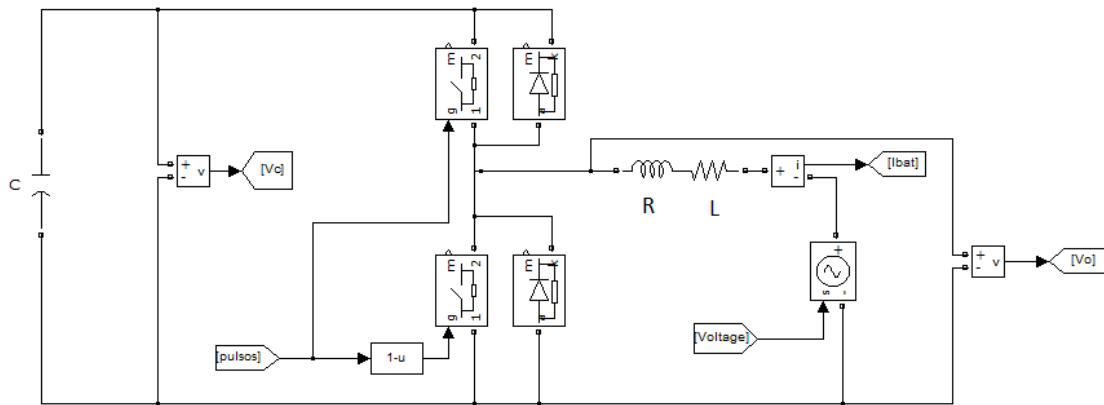
$$K_p = \frac{2 \cdot C}{\tau_{lc}} \quad (3.22)$$

#### 3.2.4 Implementación del convertidor.

Finalmente, se implementa el modelo del convertidor bidireccional en Simulink. En este caso se utilizará también la herramienta SimPowerSystems puesto que facilita la implementación.

En primer lugar se implementa el modelo del convertidor como se muestra en la figura 3.21. Los IGBT estarán alimentados por los pulsos generados por la etapa de control. Se deberá obtener del propio modelo el valor tanto de la tensión del lado de alta tensión, que es la del condensador, como la corriente de la batería. Ambas variables son necesarias para la etapa de control como se ha explicado anteriormente. Como se puede ver, la tensión de la batería se implementa mediante una fuente de continua variable cuyo valor dependerá de la tensión que es capaz de entregar la propia batería dependiendo de su estado de carga.

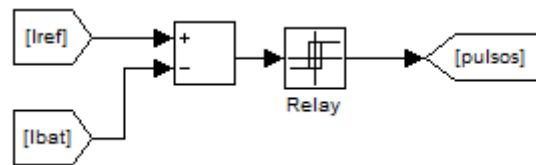




**Figura 3.21 Implementación del convertidor DC/DC bidireccional.**

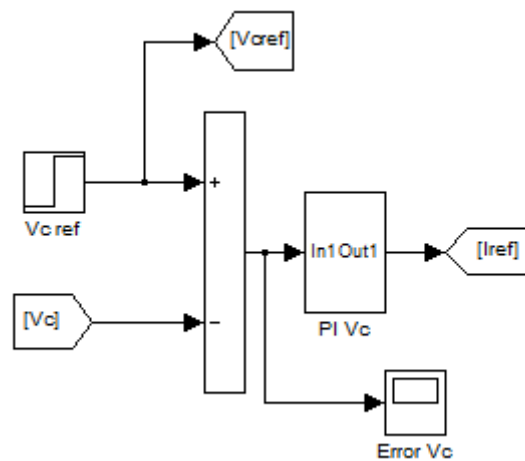
Una vez implementado el convertidor, solo queda implementar los dos lazos de control explicados anteriormente.

En primer lugar se tendrá el lazo interno de corriente. Como se muestra en la figura 3.22 el lazo de control tiene como entradas la corriente de referencia que es la salida del lazo externo de tensión y la corriente real de la batería. Como salida se tendrá el tren de pulsos que alimentará los IGBT de forma que se mantenga la tensión deseada en el bus de continua.



**Figura 3.22 Implementación del lazo interno de corriente.**

Para terminar se implementa el lazo externo de tensión. Como se ve en la figura 3.23, el lazo de tensión tendrá como entradas la tensión de referencia necesaria para alimentar el bus de continua y la tensión  $V_c$  en el condensador. Como salida se obtiene la corriente de referencia de la batería.



**Figura 3.23 Implementación del lazo externo de tensión.**

Como se verá posteriormente, será interesante controlar los valores de saturación en los PI de ambos lazos de control. Esto permitirá limitar los valores tanto de tensión como de corriente, lo cual servirá como herramienta para controlar que no se superen ciertos valores que puedan suponer un mal funcionamiento de la batería por sus características técnicas, o para limitar ciertos parámetros de cara a obtener un funcionamiento coherente para la aplicación para la que ha sido diseñado el vehículo, es decir, asegurar que se cumplan ciertos tiempos de aceleración o un tiempo de duración de la carga de la batería.

## **4. Baterías.**

### **4.1 Introducción.**

El mayor suministro de energía se realiza a través de la red eléctrica, pero en muchas aplicaciones resulta imposible este tipo de abastecimiento, por lo que se debe recurrir a sistemas que generen energía de forma autónoma.

Uno de los mayores problemas que presenta la energía es el de su almacenamiento y las baterías son de los pocos sistemas energéticos que nos permite almacenarla de una forma bastante fiable. Su funcionamiento radica en la transformación de energía química en energía eléctrica y viceversa (según se esté cargando o descargando); las baterías permiten el almacenamiento de energía eléctrica en forma de energía química.

A día de hoy las baterías se han convertido en un elemento imprescindible en lo que a la alimentación energética se refiere. Se ha experimentado durante las últimas décadas un gran aumento en aplicaciones que necesitan electricidad trabajando de forma independiente a la red. Un claro ejemplo de su necesidad es el de los vehículos eléctricos (como automóviles, vehículos industriales, motocicletas, vehículos comerciales, etc) los cuales necesitan una total autonomía para poder realizar sus diferentes funciones correctamente, independientemente del entorno en el que se desarrollen.

El mayor problema que presentan las baterías son los elevados tiempos de carga necesarios; durante los tiempos de carga la batería queda inhabilitada y por tanto no permite la realización de la actividad para la que ha sido diseñada. En los últimos años se han realizado investigaciones de cara a mejorar los tiempos de carga, buscando mejorar tanto en los propios métodos de carga como en la tecnología de las baterías.

### **4.2 Clasificación de las baterías.**

Existen numerosos tipos de clasificación para las baterías dependiendo de sus distintas características. Una de las clasificaciones principales será aquella acorde a la posibilidad de recarga que tiene la batería una vez ha sido descargada. De este modo, se puede diferenciar entre:

#### **a) Baterías primarias.**

Son aquellas baterías que una vez descargadas imposibilitan su recarga. Usualmente se utilizan para aplicaciones de baja potencia, puesto que una vez han sido descargadas deben ser sustituidas por otra que las remplace.

#### **b) Baterías secundarias.**

Son aquellas baterías que permiten ser recargadas una vez que han sido descargadas. Este tipo de baterías se utiliza en un rango muy variable de aplicaciones para distintas potencias.

En este proyecto se ha trabajado con un modelo de batería secundaria, puesto que para la aplicación de alimentación en vehículos eléctricos será coherente el uso de baterías

recargables, ya que el coste de sustitución sería mucho más elevado que el que supone la energía necesaria para la recarga de la batería.

#### *4.2.1 Baterías secundarias.*

Las baterías secundarias abarcan aplicaciones tanto de capacidades bajas como de capacidades medias/altas. Se ha incrementado su utilización como fuente de alimentación en vehículos tanto eléctricos como híbridos.

Se pueden subdividir en dos subgrupos principales:

a) **Baterías de funcionamiento en régimen estacionario.**

Este tipo de baterías solo se descargan de forma ocasional; se utilizan en caso de fallar la alimentación de energía primaria (normalmente red eléctrica) o para ciertas aplicaciones puntuales, como por ejemplo en el arranque de un motor de combustión interna o en sistemas auxiliares. La batería permanece cargada durante tiempos bastante largos para lo que se le aplica un periodo continuo de carga, conocido como carga de mantenimiento.

b) **Baterías de funcionamiento en regímenes cíclicos.**

A diferencia de las baterías de régimen estacionario, este modelo de baterías son aquellas que son utilizadas como alimentación y posteriormente recargadas a través de una fuente primaria de energía. Este tipo de baterías tiene numerosas aplicaciones entre las cuales destaca su uso para sistemas de tracción eléctricos, como pueden ser los vehículos eléctricos mencionados ya anteriormente.

Como se puede ver, la principal diferenciación entre los tipos de batería secundaria reside en el método de recarga que sea aplicado. Así, en el caso del funcionamiento en régimen estacionario, se tiene una recarga prácticamente continua; la vida útil de la batería dependerá del tiempo de su vida útil. Por otro lado, las que funcionan en regímenes cíclicos, serán cargadas/descargadas tantas veces como sea necesario dependiendo del uso que se les dé; en este caso se podrá medir su vida útil dependiendo del número de ciclos de carga/descarga a los cuales sea sometida la batería.

### **4.3 Principio de funcionamiento.**

Las baterías consiguen transformar la energía química contenida en los materiales activos que la componen en energía eléctrica a través de una reacción electroquímica de oxidación-reducción (redox). En el caso de las baterías secundarias o recargables, se producirá una reversión del proceso para realizar la recarga de la batería. Esta clase de reacción supondrá una transferencia de electrones de un material hacia otro a través de un circuito eléctrico.

La batería se conforma por un conjunto de unidades básicas conocidas como celdas. Puede ser una o varias, y estar conectadas en serie o paralelo (o ambas), dependiendo de las necesidades del diseño; la batería debe entregar los niveles de operación requeridos tanto de tensión como de corriente.

En cada una de las celdas electroquímicas tendrá lugar la reacción de oxidación-reducción y para que ésta ocurra dependerá de tres elementos fundamentales: el ánodo, el cátodo y el electrolito.

a) Ánodo o electrodo negativo.

Es el electrodo de la celda que se encarga de aportar electrones al circuito exterior y se oxida durante la reacción electromecánica.

b) Cátodo o electrodo positivo.

Es el electrodo de la celda que se encarga de aceptar electrones del circuito exterior y se reduce durante la reacción electromecánica.

c) Electrolito.

Es un conductor iónico el cual tiene la función de transmitir la carga, en forma de iones, entre el ánodo y cátodo de la celda. El electrolito suele ser líquido, generalmente soluciones acuosas de ácidos, sales o bases, y su concentración influye directamente en el comportamiento del rendimiento de la propia batería. Algunas baterías presentan electrolitos sólidos, que se comportan como conductores iónicos a la temperatura de funcionamiento de la celda.

Serán importantes ciertas propiedades como tener una elevada conductividad iónica, la estabilidad térmica, el bajo efecto corrosivo generado sobre los electrodos, el nivel de impurezas y el coste.

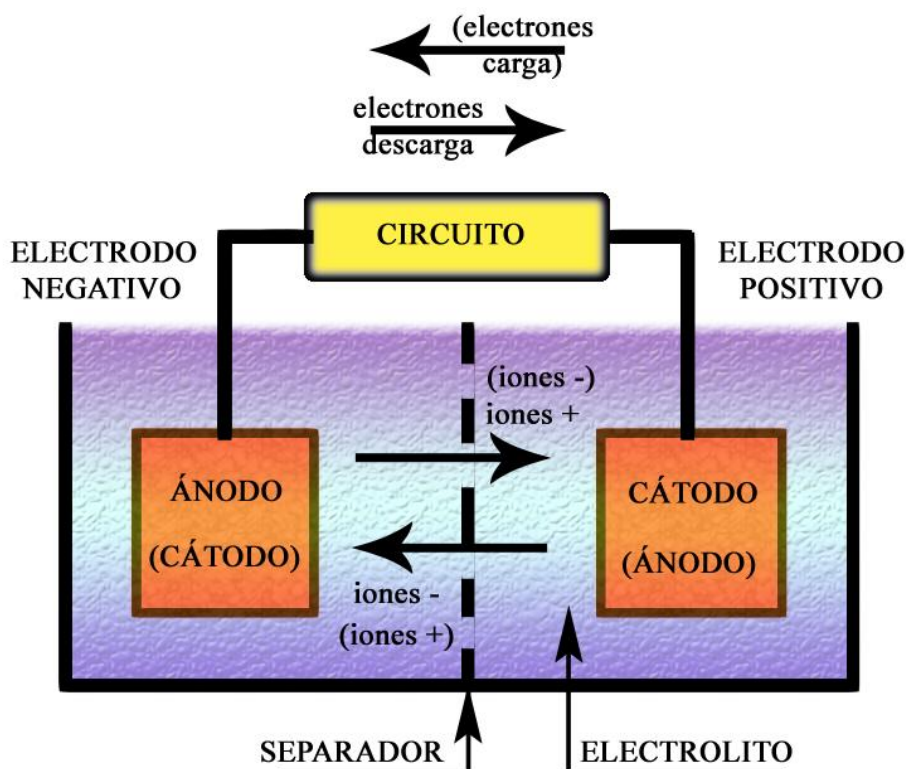


Figura 4.1. Esquema de una celda electrolítica.

Durante la etapa de descarga, se produce la oxidación del ánodo de forma que aporta electrones y genera iones positivos. Además, se produce la reducción del cátodo quien genera iones negativos durante la acepción de electrones.

Por el contrario, en la etapa de carga, se invierte la reacción electroquímica de reducción-oxidación y el electrodo positivo pasará a comportarse como ánodo

aportando electrones, mientras que el negativo pasará a comportarse como cátodo captando los mismos.

Existen gran cantidad de combinaciones para los materiales que forman el ánodo y el cátodo de cada celda (material activo del electrodo). Normalmente el electrodo está compuesto por un metal base y el electrodo positivo está formado por un óxido metálico.

Lo ideal es seleccionar aquellos materiales que ofrezcan una tensión elevada y una gran capacidad de carga a la celda. Existen ciertas tablas que pueden servir como guía para la selección del material de los electrodos [4.1]. Habrá que tener en cuenta además factores como pueden ser la posible reacción con otros componentes de la celda, polarización o el coste.

En el caso de una batería secundaria o recargable, interesará conseguir que la transformación entre energía eléctrica y química en los procesos de carga/descarga, que se produce durante las reacciones electroquímicas de las celdas de la batería, sea totalmente reversible y de una elevada eficiencia.

No es posible conseguir la reversibilidad completa de la batería puesto que, durante los procesos cíclicos de carga y descarga de la misma se producen reacciones secundarias que producen pérdidas, y por tanto un menor rendimiento de la reacción redox principal. Se debe buscar minimizar este tipo de reacciones ya que también minimizan la vida útil de la batería.

#### **4.4 Conceptos y terminología.**

Existen varios términos de interés que sirven para explicar el funcionamiento de la propia batería. Algunos de ellos son:

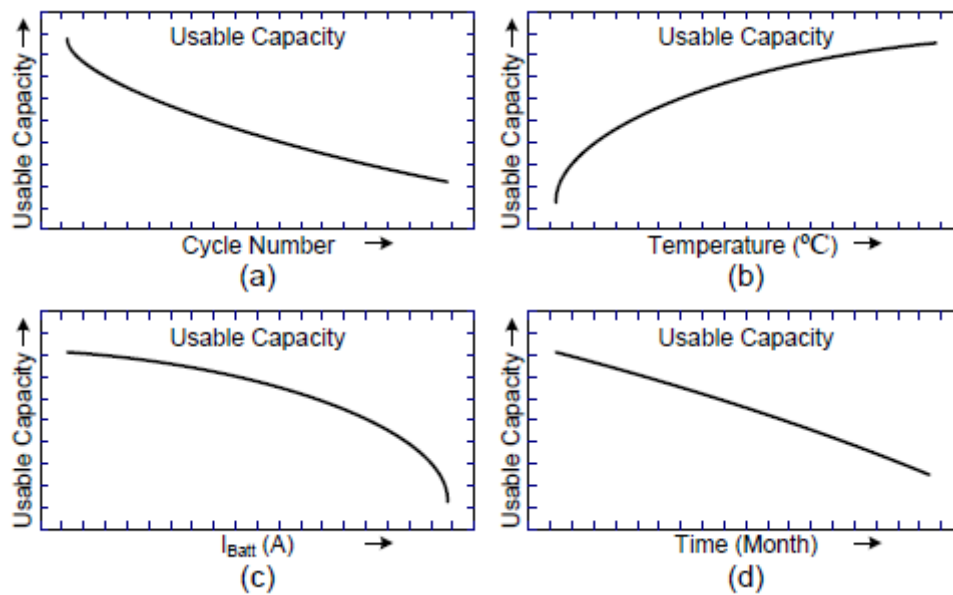
a) Capacidad.

La capacidad teórica de una celda depende de la cantidad de material activo de la misma. Sirve como medio para expresar la cantidad de energía eléctrica involucrada en la reacción electroquímica de la batería y se define en culombios o en amperios-hora.

Se puede obtener su valor basándonos directamente en el material activo que participa en la reacción, mediante el peso equivalente de los reactivos [4.1]. Además, se puede calcular como la integral de la corriente en un determinado periodo de tiempo.

$$C = \int i \cdot dt \quad (4.1)$$

La ecuación (4.1) se puede aplicar tanto para la carga como para la descarga de la batería. Durante la carga se suministrará capacidad hacia la batería mientras que durante la descarga la capacidad será extraída.



**Figura 4.2 Variación de la capacidad respecto número de ciclos (a), temperatura (b), corriente de la batería (c), tiempo (d) [4.5].**

También se puede distinguir entre capacidad nominal, que es la que es capaz de entregar la batería hasta alcanzar una tensión determinada; la capacidad real, que es la que puede entregar la batería desde su estado de plena carga y en condiciones distintas a las nominales; la capacidad retenida y la capacidad disponible [4.2].

#### b) Estado de carga (SOC).

Es la capacidad que es capaz de entregar la batería al sistema en un instante determinado. Suele representarse mediante un valor porcentual entre el 0% y el 100%, según la capacidad sea nula o total.

Existen diversos parámetros de la batería que dependen del estado de carga por lo que resulta interesante conocer su valor. En muchas ocasiones es muy difícil de medir por lo que se recurre a su estimación a través de la tensión o la corriente.

#### c) Estado de salud (SOH).

Como ya se explicó, durante el proceso de generación de energía de la batería se producen reacciones secundarias no deseadas que provocan el deterioro de los elementos internos de la batería. Esto se traducirá en una variación de los parámetros que describen el funcionamiento de la celda, lo que será cuantificable mediante el estado de salud de la batería.

Por tanto, lo que viene a señalar el SOH, es el punto en el cual se encuentra la batería dentro de su ciclo de vida. Se expresará en porcentaje de igual modo que el estado de carga.

El estado de salud dependerá de algunos factores como la corriente que circula por la batería, la temperatura, el tipo de carga/descarga realizado, los excesos de carga o descarga o las condiciones de almacenamiento entre otros [4.3].

d) Tensión de circuito abierto  $V_{OC}$  (OCV – Open Circuit Voltage).

Se conoce como tensión de circuito abierto aquella tensión que se puede medir en los terminales de la batería cuando no se tiene ninguna carga conectada a la misma, es decir, la tensión generada por la batería sin que circule ningún tipo de corriente. Es un valor que depende del propio diseño de la batería, puesto que varía según la naturaleza tanto de los electrodos como del electrolito; también depende del estado de carga de la batería y de algunos factores externos como la temperatura ambiente.

A medida que se descarga la batería, el valor de la tensión de vacío irá disminuyendo ya que tanto parte del material activo de los electrodos como los productos procedentes de la reacción son solubles en el electrolito. También pueden generarse compuestos sólidos que se depositen en los electrodos, lo que generará un cambio en la naturaleza de partida de la batería.

Será muy importante a la hora de realizar el modelo considerar la relación no lineal que existe entre la tensión de circuito abierto y el estado de carga (SOC) de la batería. Se expresa la relación entre ambos a través de la curva representada en la figura 4.3; este tipo de curvas se obtiene de forma experimental midiendo en estado estacionario la tensión de circuito abierto para distintos valores del estado de carga.

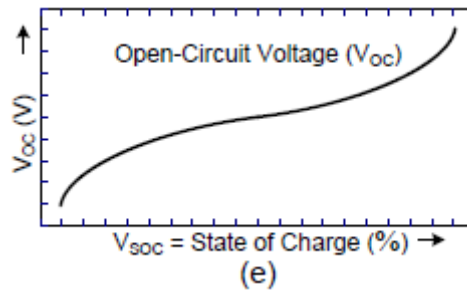


Figura 4.3 Relación entre la tensión de circuito abierto y SOC [4.3].

#### 4.5 Modelo equivalente e implementación de la batería.

Se han desarrollado numerosos modelos basados en distintos enfoques que intentan explicar el comportamiento de la batería. Estos modelos son difíciles de obtener (sobre todo para baterías de elevadas potencias) debido al comportamiento no lineal de las baterías y a su dependencia de números parámetros como pueden ser temperatura, efectos químicos, algoritmos de carga/descarga, el tipo de carga, la edad de la batería, etc.

Se puede alcanzar un buen modelo que explique de forma correcta el funcionamiento de la batería, para lo que se necesitará el uso de distintos enfoques y tecnologías. Para conseguir modelos más precisos será necesario invertir mayor tiempo en las simulaciones debido a la mayor complejidad del modelo.

Las baterías destinadas a su uso en vehículos eléctricos tendrán que entregar una potencia elevada por lo que estarán formadas por cientos de celdas, lo que hace que el modelo sea aún más difícil de predecir.



Por esto, en primer lugar se va a categorizar y hacer un breve resumen a cerca de los distintos modelos de batería existentes enfocados al campo de uso de los vehículos eléctricos [4.4]. Algunos de los modelos que podemos encontrar son:

a) Modelos electroquímicos.

Estos modelos están basados en las reacciones electroquímicas que tiene lugar dentro de cada una de las celdas que forman la batería. Se obtiene como resultado modelos muy precisos puesto que están basados en la en una simulación de cada celda tanto a escala microscópica como macroscópica. Por ello, no son modelos muy recomendables para el uso en vehículos eléctricos ya que, a pesar de ser muy precisos, su simulación sería muy lenta para elevadas potencias al constar de un gran número de celdas. Este tipo de modelos se utilizan normalmente para la optimización de aspectos físicos de diseño de la batería o para la caracterización de los mecanismos fundamentales encargados de la generación de potencia.

b) Modelos estocásticos.

Este tipo de modelos son menos descriptivos que los electroquímicos pero mucho más intuitivos. El modelo se basa en la subdivisión de la carga neta de la batería en unidades de carga iguales, donde cada una representa la cantidad de energía que es capaz de transmitir cada celda.

c) Modelos analíticos.

Los modelos analíticos son aquellos que explican el comportamiento de la batería a través de técnicas heurísticas o fórmulas empíricas. Son muy comunes ciertos modelos como la ecuación de Peukert, el Kinetic Battery Model (KiBaM) o el modelo de difusión de Rakhmatov y Vrudhula.

d) Modelos eléctricos

Los modelos eléctricos expresan el comportamiento de la batería a través de circuitos eléctricos equivalentes. En el campo de la ingeniería este tipo de modelos son los más utilizados puesto que resultan más intuitivos y su naturaleza eléctrica facilita su acoplamiento a otros dispositivos a la hora de simular sistemas más complejos.

Existe una gran variedad de modelos que normalmente se agrupan en 3 bloques: modelos Thevenin, modelos Runtime y modelos basados en impedancia [4.3] [4.5].

Por lo expuesto anteriormente, para este proyecto se ha optado por la implementación de la batería mediante un modelo eléctrico. Como el objetivo de este proyecto está destinado al control de la máquina y no al estudio de las baterías, se ha decidido implementar el modelo eléctrico más sencillo. Éste estará formado por una fuente de tensión continua, que emula la tensión de circuito abierto de la batería, en serie con una resistencia. Se deberá tener en cuenta la variación de la tensión de circuito abierto de la batería a medida que varíe el estado de carga (SOC) de la misma, quién variará dependiendo de la corriente que circule, puesto que esta variación supone a su vez un cambio en la capacidad. [4.5]

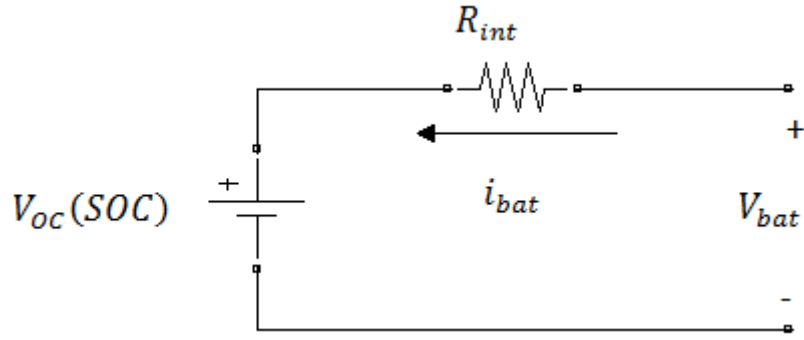


Figura 4.4 Circuito equivalente de la batería.

La dependencia entre la tensión de circuito abierto y el estado de carga de la batería ha sido calculada en el laboratorio de forma experimental [4.6] [4.7] [4.8].

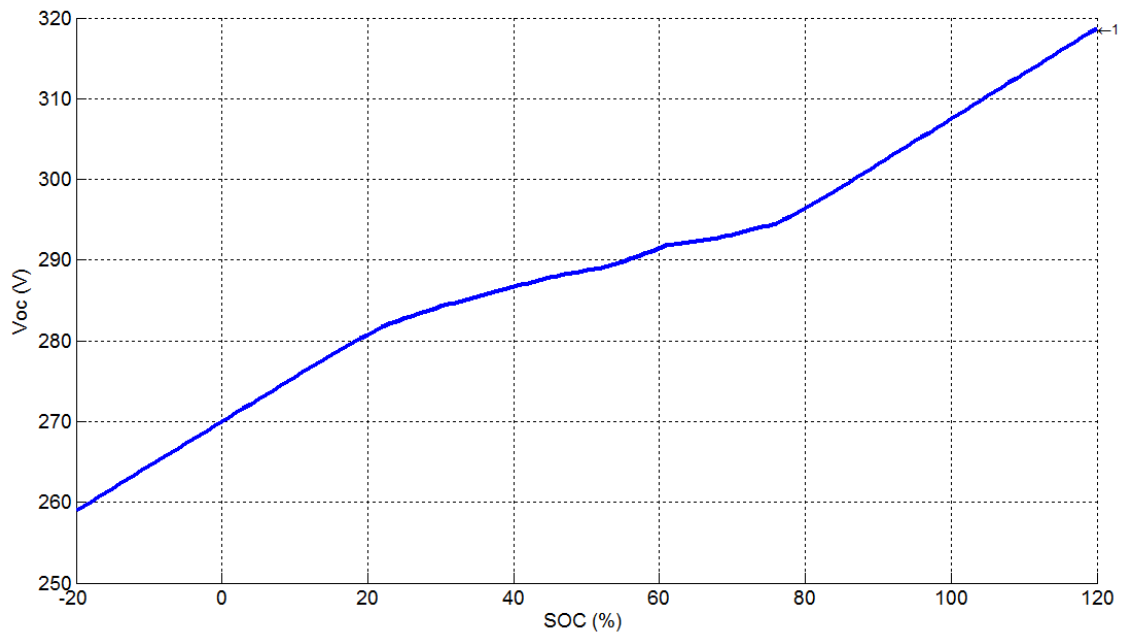


Figura 4.5 Relación entre la tensión de circuito abierto y SOC experimental. [4.6] [4.7] [4.8]

Por último, se tiene que conocer cómo varía el estado de carga (SOC) a medida que la corriente es cargada o descargada. Como ya se explicó, el estado de carga cuantifica la capacidad que es capaz de entregar la batería en un momento determinado. Así, es posible calcular el estado de carga de la batería conociendo el estado de carga de partida y la variación de capacidad.

$$SOC = SOC_0 + \frac{1}{C} \cdot \int i_{bat} \cdot dt \quad (4.2)$$

donde el significado de cada variable es:

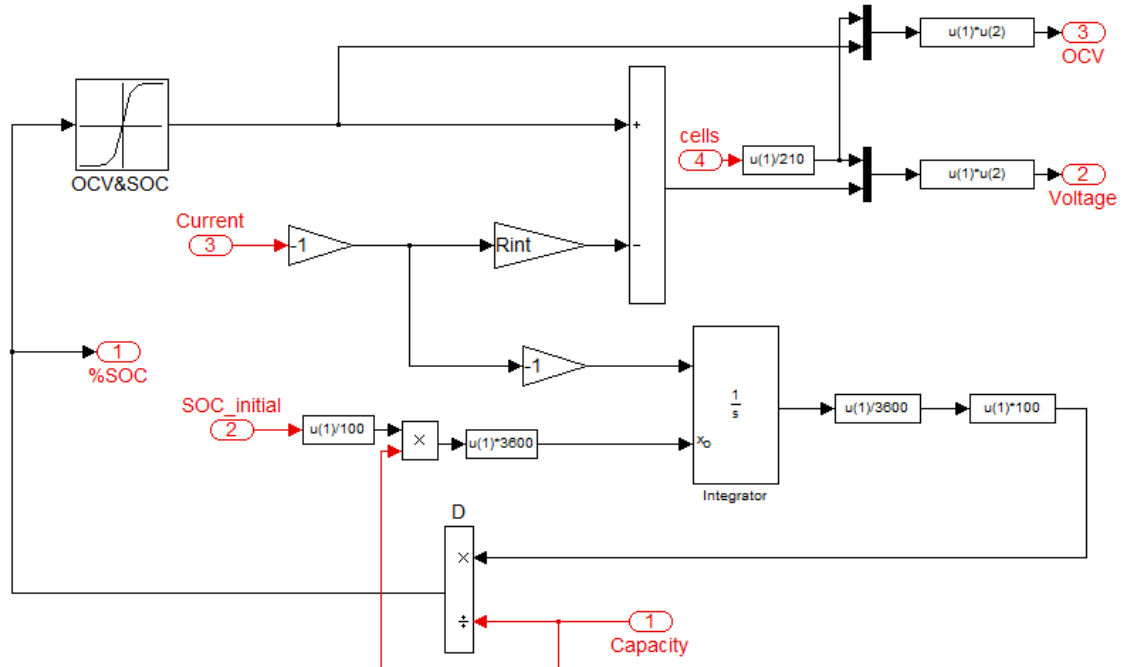
$SOC_0$             valor del estado de carga en el instante anterior

$i_{bat}$             corriente que circula por la batería

Como se aprecia en la ecuación (4.1), el estado de carga aumenta para corrientes positivas (entrantes a la batería) puesto que se está cargando. En el caso contrario, para

corrientes negativas (salientes de la batería) el estado de carga disminuirá puesto que se está descargando la batería.

Finalmente se implemente el modelo de la batería en Simulink en base a su circuito equivalente como se muestra en la figura 4.6.



**Figura 4.6** Modelo de la batería implementado en Simulink.

## 5. Simulaciones.

En el último apartado se analizarán un conjunto de simulaciones que buscan explicar el funcionamiento de la máquina, el efecto y las limitaciones de la batería, y el sistema que forman los lazos de control frente a distintas situaciones, variando tanto las consignas de entrada (como el par de carga y la velocidad angular) del modelo dinámico, las variables de la batería como su estado de carga o su capacidad nominal, o elementos de la etapa de potencia como puede ser la capacidad del condensador a la salida del convertidor de continua.

El propósito será llevar al límite tanto a la máquina como a la etapa de control para comprender qué es lo que ocurre en el sistema. Entre las simulaciones a estudiar se tendrán: régimen permanente, distintos arranques y frenados, variaciones en el par de carga y en el estado de carga y capacidad de la batería, entre otros.

Parámetros base del sistema:

- $C=5\text{mF}$
- $T_{\text{nom}}=61,2\text{ Nm}$
- $\omega_{\text{nom}}=1164\text{ rpm}$
- Capacidad de la batería= 2Ah

El valor real de la capacidad de la batería con la que se realizaron los ensayos es de 11Ah. En este caso se ha simulado con un valor de 2Ah puesto que clarificaba los resultados obtenidos durante las simulaciones.

### CASO 1: RAMPA DE ARRANQUE SUAVE

En este primer ensayo se parte de un arranque suave en el que se introduce una rampa de velocidad como consigna. En este caso se ha pedido que la máquina alcance una velocidad de 800 rpm mecánicas partiendo de velocidad inicial cero. El par tomado para la simulación será de valor constante y un cuarto de veces el par nominal.

Valores tomados para el CASO 1

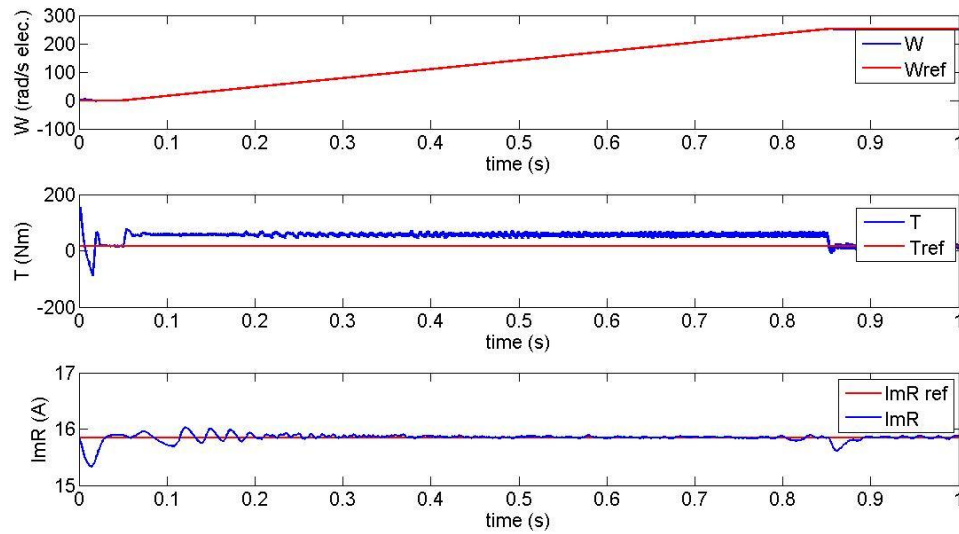
$$\Omega_{\text{ref}}=800\text{ rpm}$$

$$T=T_n/4$$

$$\text{SOC}_{\text{inicial}}=100\%$$

$$\text{Capacidad de la batería}=2\text{Ah}$$

Como se puede observar en la figura 5.1 el control de la máquina es bastante bueno puesto que el control sigue casi a la perfección su consigna.



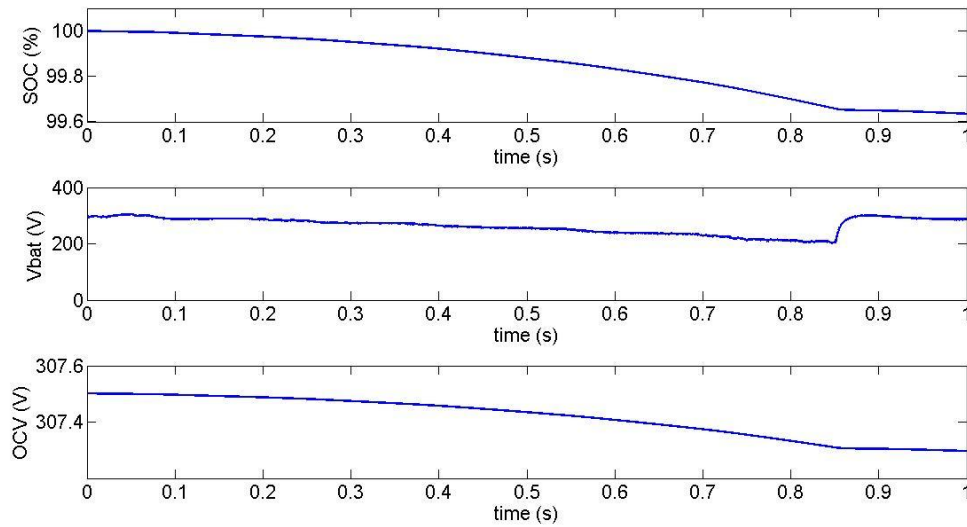
**Figura 5. 1 Variables de estado de la máquina CASO 1**

En este caso se ha supuesto un par de carga un cuarto de veces el par nominal, por lo que, atendiendo a la ecuación (2.6) explicada en el modelo matemático de la máquina asíncrona, el par eléctrico generado por la máquina para vencer la inercia del motor será constante y proporcional al producto entre la constante de inercia ( $J$ ) y la pendiente de rampa velocidad menos el valor del par de carga (cte).

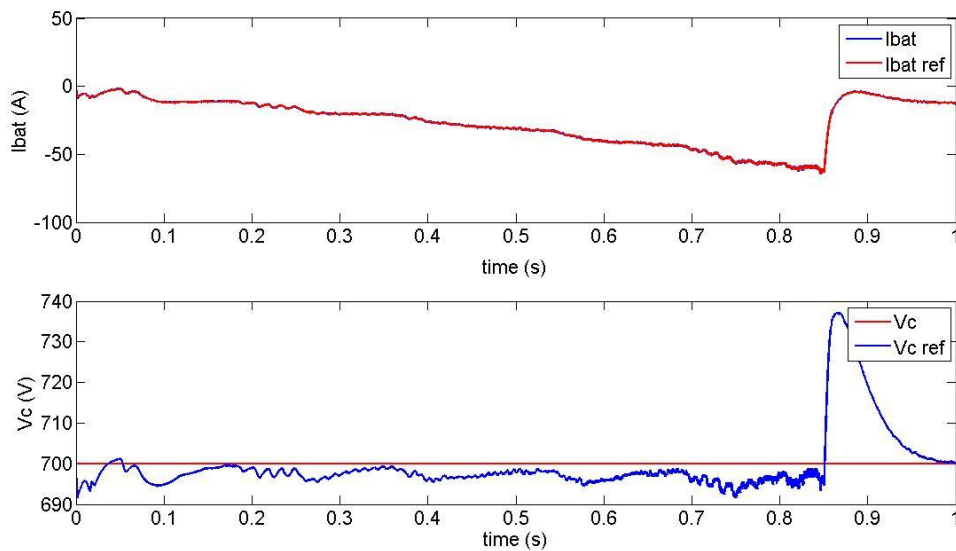
En la figura 5.1 se aprecia que como se explicó anteriormente, el par alcanza un valor prácticamente constante durante la rampa y se vuelve a estabilizar, una vez finalizada la rampa de velocidad, en el valor del par de carga (cuando  $\theta = \text{cte}$ ,  $T_{em} = T_c = T/4$ ).

En la figura 5.2 se observan distintas variables de estado de interés para comprender el funcionamiento de la batería del modelo. En este caso, van a ser representados el estado de carga (SOC), la tensión a la salida de la batería ( $V_{bat}$ ) y la tensión a circuito abierto (OCV).

Para este primer ensayo se ha partido del supuesto de que la batería está totalmente cargada, es decir, que su estado de carga inicial es igual al 100%. En ensayos posteriores será estudiado el efecto que tiene partir de estados de cargas iniciales menores.



**Figura 5. 2 Variables de estado de la batería CASO 1**

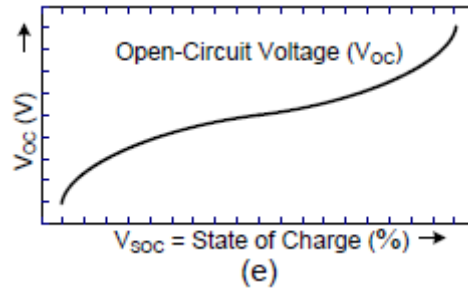


**Figura 5. 3 Corriente de la batería y tensión del bus de continua CASO 1**

En la figura 5.3 se ve como a medida que aumenta la velocidad de la máquina se produce una mayor demanda de corriente (limitada en 100A por la etapa de control) por parte de la batería (figura 5.3), lo que supone una caída del estado de carga debido al consumo de la energía electroquímica almacenada en la batería, es decir, se reduce la capacidad máxima instantánea que es capaz de entregar la batería.

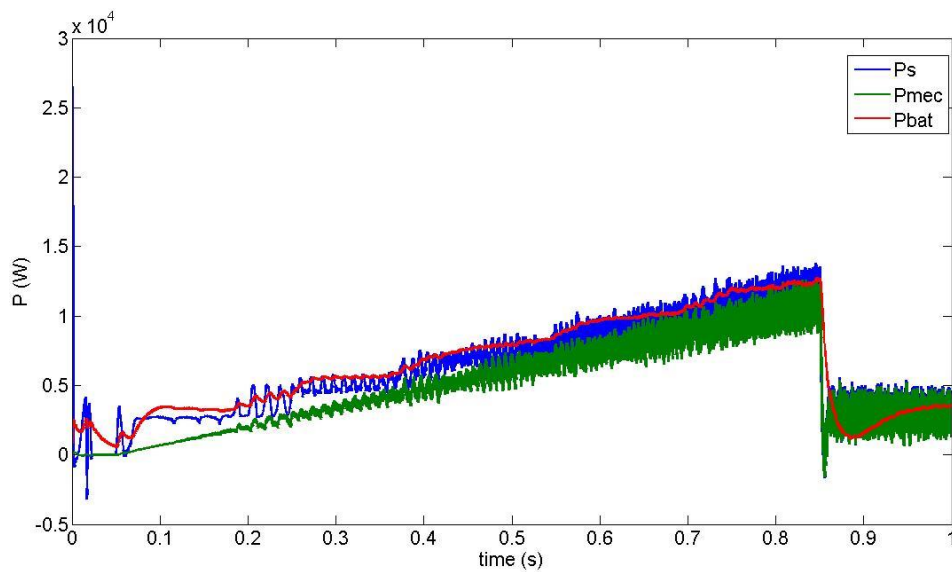
La tensión del bus de continua se mantiene en torno a su valor nominal de 700V como se ve en la Figura 5.3

Recordando la figura 4.3, que relaciona la tensión de circuito abierto de la batería con su estado de carga, vemos que del mismo modo que disminuye el estado de carga de la batería lo hace la tensión de circuito abierto, lo que del mismo modo se induce en una disminución de la tensión de salida.



**Figura 4.3 Relación entre la tensión de circuito abierto y SOC [4.3].**

Por último, en la figura 5.4 se representa un balance de potencias tanto de la máquina como de la batería. En este caso  $P_{mec}$  representará la potencia en el eje,  $P_s$  la potencia en el estátor de la máquina y  $P_{bat}$  la potencia entregada por la batería.



**Figura 5. 4 Potencias CASO 1**

La batería es la única fuente de energía del sistema por lo que la potencia entregada por la misma debe ser suficiente para cubrir la demanda de potencia del motor.

Durante la rampa de velocidad, aumenta la potencia mecánica en el eje. Lo hará en forma de rampa siguiendo la consigna de velocidad puesto que se ha simulado a par constante. El aumento de potencia mecánica se traduce en un aumento de la potencia consumida en el estátor de la máquina. La diferencia entre ambas potencia será debida a las pérdidas del motor.

La potencia que entregará la batería será la demandada por el estátor de la máquina, siendo la primera algo mayor debido a las pérdidas generadas en la propia batería y en la etapa de potencia (en el convertidor y el inversor).

En esta primera simulación, la batería es capaz de generar suficiente potencia para cubrir la demanda del motor durante su arranque.

Cabe destacar que la potencia de la batería mostrada está filtrada, mientras que la potencia del estátor y mecánica del motor no lo están.

## CASO 2: RAMPA DE ARRANQUE PRONUNCIADA

En este segundo caso, se variará respecto al primero la consigna de velocidad. La velocidad de referencia será de nuevo una rampa que alcance las 800 rpm pero con mayor pendiente, lo supondrá una mayor aceleración del motor.

La figura 5.5 muestra que la respuesta del sistema sigue siendo buena puesto que la velocidad alcanza la consigna de velocidad, pero ya se puede ver que el tiempo de establecimiento hasta que se alcanza el valor de la velocidad deseado es ligeramente mayor (se alcanza aproximadamente a los 0,6s como se ve en la imagen ampliada).

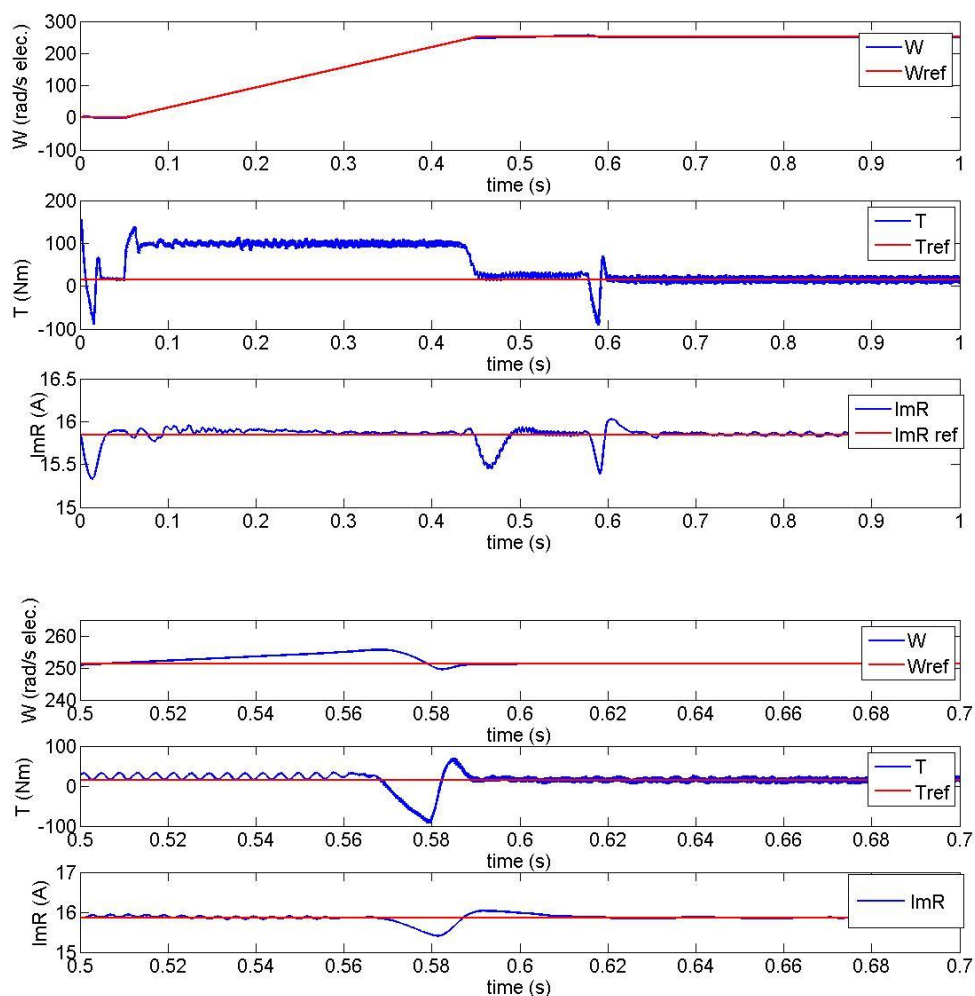
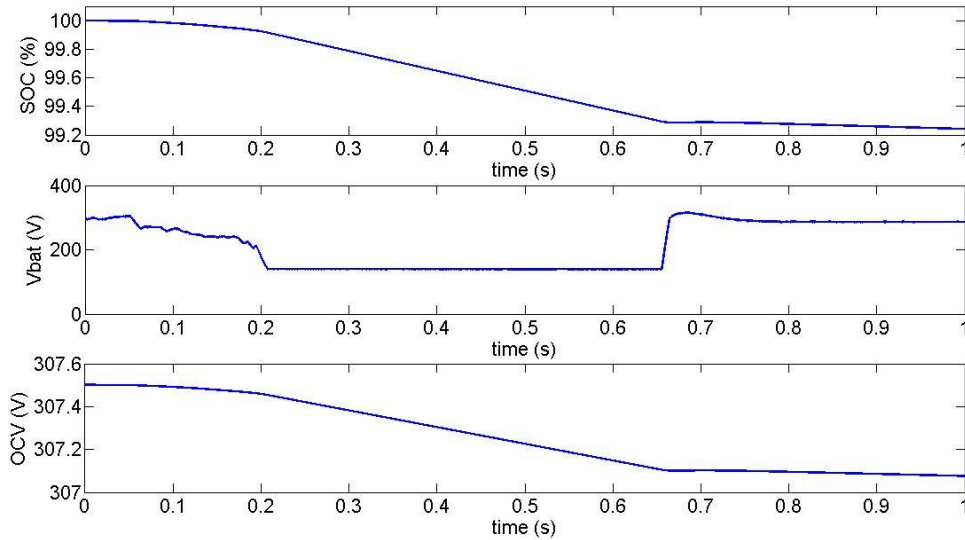


Figura 5. 5 Variables de estado de la máquina CASO 2

Como ocurría en la simulación anterior, durante la rampa el par generado por la máquina alcanzará un valor constante (figura 5.5) y una vez se estabiliza la velocidad vuelve al valor de carga. Ahora la velocidad oscila antes de alcanzar el valor deseado debido a que el control del convertidor busca volver a alcanzar los 700V del bus de continua. Se ve que la corriente en la batería (figura 5.7) ha saturado y ha caído la tensión del que alimenta el inversor.

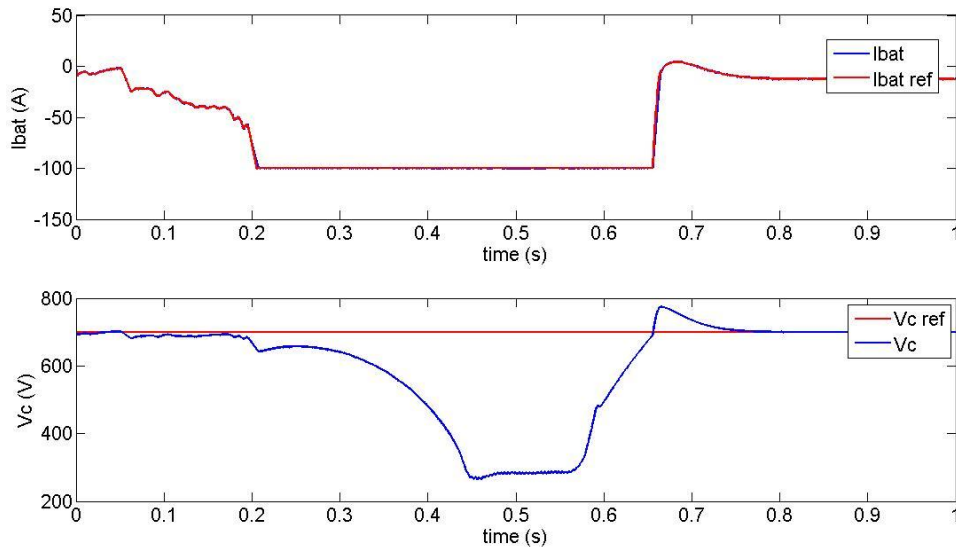


Si se comparan los resultados obtenidos en este segundo ensayo respecto a la rampa de arranque suave del CASO 1, se observa que la caída del estado de carga (SOC) de la batería es mayor puesto que el aumento de la corriente demandada por la máquina supone una mayor descarga de la batería (figura 5.6).



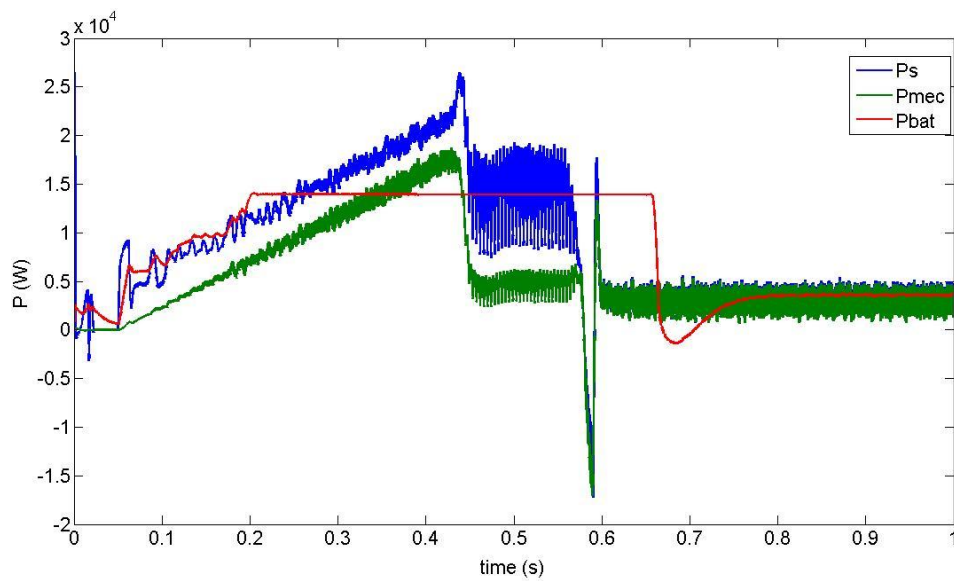
**Figura 5. 6 Variables de estado de la batería CASO 2**

La figura 5.7 muestra que en este caso el sistema alcanza la corriente de saturación (100A) de la batería limitada por la etapa de control, lo que generará una caída de tensión en el bus de continua. Esto se debe a que se ha alcanzado el límite de potencia que la batería es capaz de entregar.



**Figura 5. 7 Corriente de la batería y tensión del bus de continua CASO 2**

En la figura 5.8 se puede observar que a partir de los 0.2 segundos aproximadamente, que es cuando tanto la corriente como la tensión de la batería alcanzan su valor de saturación, la corriente generada por la batería no es suficiente para cubrir la demanda de la máquina (se mantiene la potencia máxima de saturación).

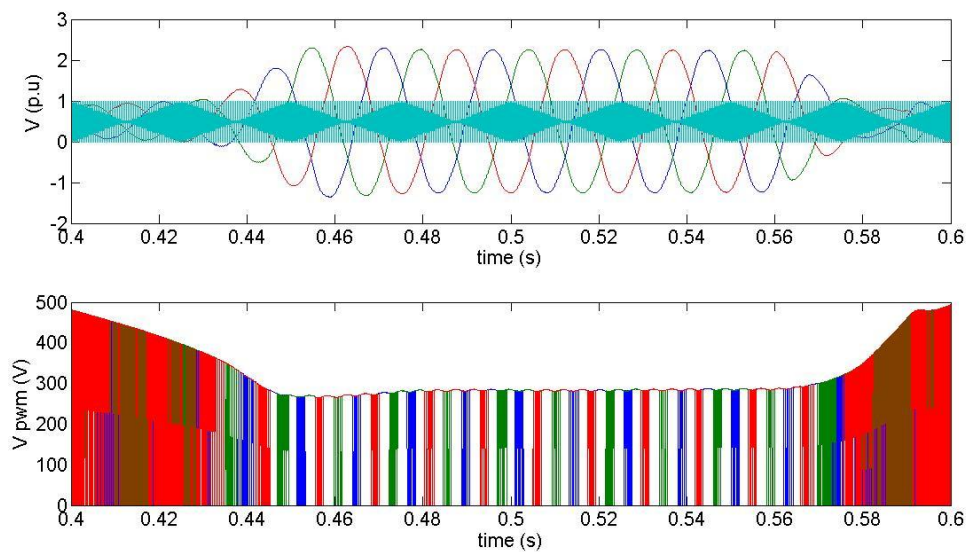


**Figura 5. 8 Potencias CASO 2**

Además, en la figura 5.7 se veía que en ese instante el condensador comienza a descargarse para entregar la potencia necesaria para compensar la diferencia entre la potencia demanda y la entregada por la batería, y por ello decae la tensión del bus de continua. Esto genera una saturación del control vectorial, lo que lleva a que el sistema sobremodule.

La sobremodulación genera las oscilaciones en la potencia debido a que la tensión en el estátor tomará forma de onda cuadrada.

Cuando se alcanza la consigna de velocidad el condensador deja de ceder potencia y comienza a cargarse y la batería vuelve a generar la potencia necesaria para alimentar al motor.



**Figura 5. 9 Modulación por ancho de pulso CASO 2**

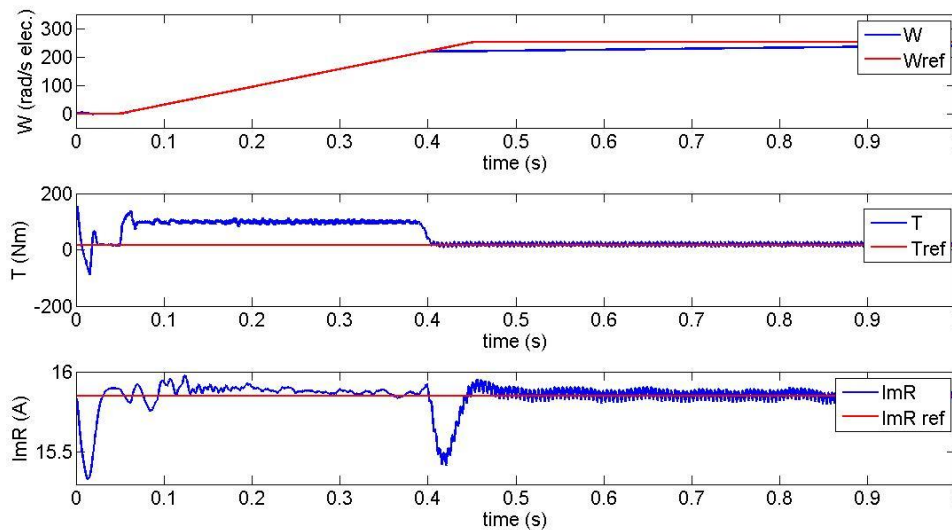
El sistema sobremodula a partir de los 0.42 segundos y se obtiene una onda de forma cuadrada para la tensión de salida del inversor (Figura 5.9). Esto es debido a la caída de tensión del bus de continua.

### CASO 3: RAMPA DE VELOCIDAD PARA SOC=35%

Partiendo del CASO 2 de simulación, se va a variar el estado de carga inicial de la batería donde, en primer lugar se llevará hasta un valor inicial del 35% y posteriormente a un estado de carga del 10%.

En este primer caso se partirá de un SOC inicial del 35% y el resto de parámetros se mantendrán igual que en el CASO 2.

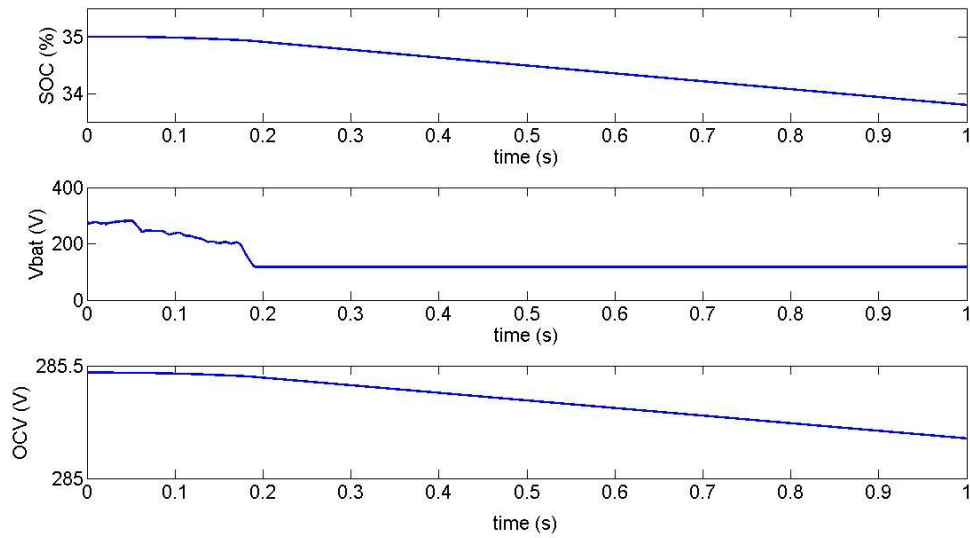
En la figura 5.10 ya se aprecia que la respuesta de la velocidad va a ser mucho más lenta, alcanzándose la consigna en el segundo 1 aproximadamente. El par generado por la máquina comienza a caer en el segundo 0.4 debido a que disminuye la pendiente de la velocidad.



**Figura 5. 10 Variables de estado de la máquina eléctrica CASO 3**

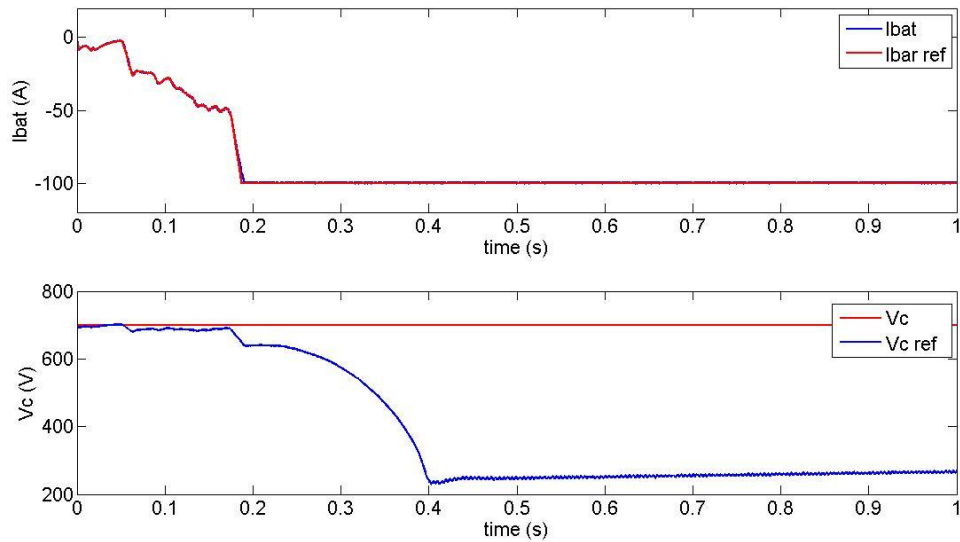
Comparando los resultados obtenidos para las variables de estado de la batería respecto al CASO 2, se puede ver que el estado de carga decrece a mayor velocidad, bajando algo más de un 1% respecto a su valor inicial (Figura 5.11).

Como consecuencia de un estado de carga menor, la tensión de circuito abierto de la batería también será menor y por tanto la tensión generada en bornas de la batería.



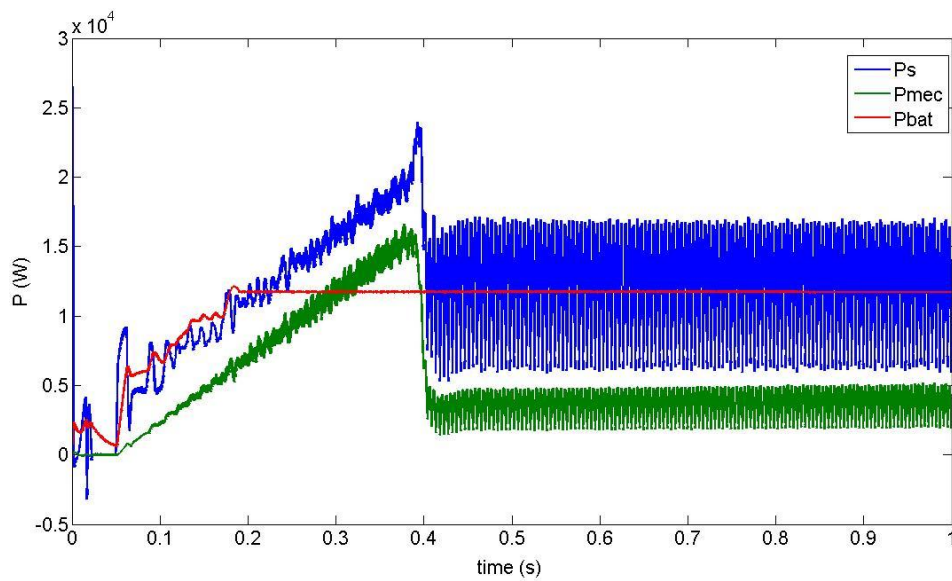
**Figura 5. 11 Variables de estado de la batería CASO 3**

A raíz de esta caída de la tensión máxima que es capaz de entregar la batería, se alcanzará el estado de saturación en tensión más rápido, lo que como se verá después supondrá la saturación de la potencia entregada por la batería.



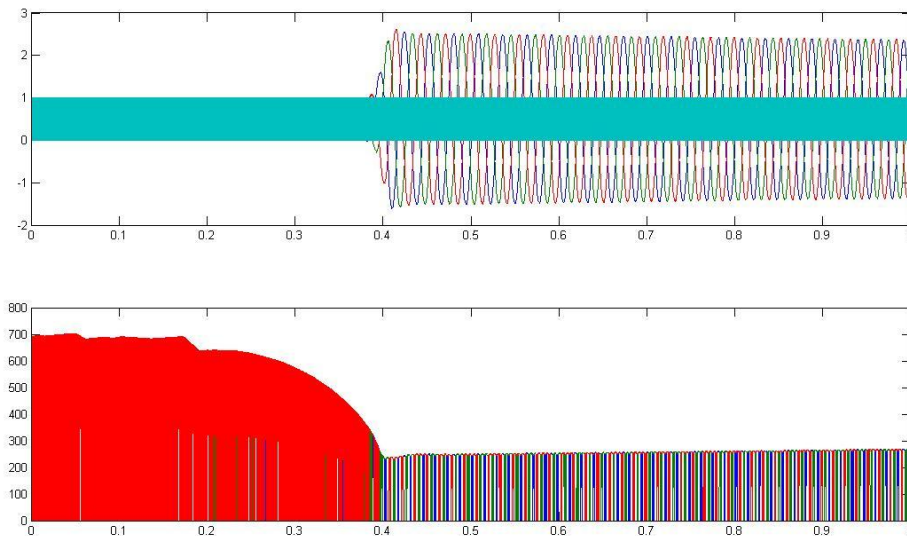
**Figura 5. 12 Corriente de la batería y tensión del bus de continua CASO 3**

Como se aprecia en la figura 5.12, una vez saturadas la tensión y la corriente en la batería (sobre los 0,19 segundos), comienza a decrecer la tensión en el bus de continua puesto que se ha alcanzado el límite de potencia que es capaz de entregar la batería. Es en este momento el condensador comienza a descargarse para alimentar la máquina.



**Figura 5. 13 Potencias CASO 3**

La disminución del estado de carga ha supuesto por tanto, que la batería alcance su punto de saturación más rápido. La saturación supone el consumo de la energía almacenada en el condensador más rápidamente, lo que induce que la caída de tensión del bus de continua se produzca antes (se sobremodula más pronto) (Figura 5.13 y Figura 5.14).

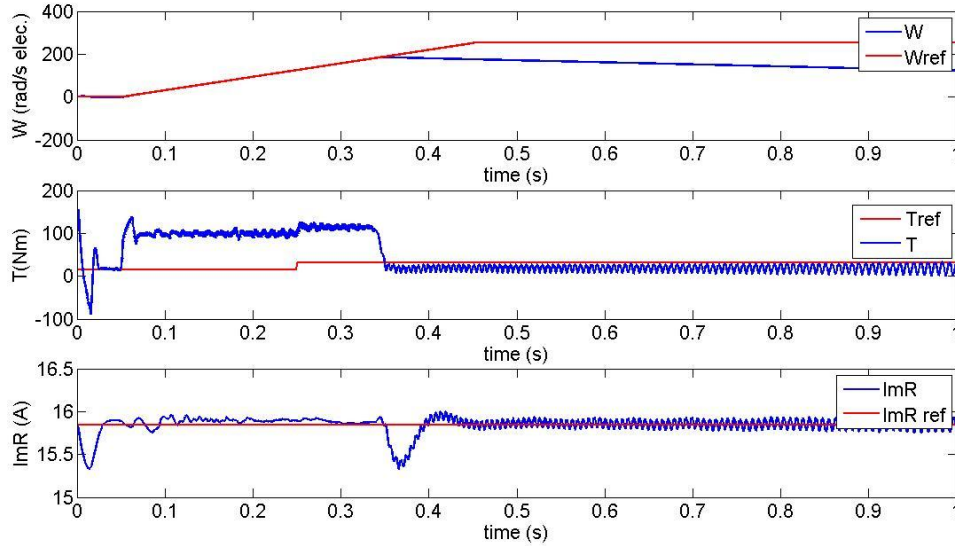


**Figura 5. 14 Modulación por ancho de pulso CASO 3**

#### **CASO 4: RAMPA DE VELOCIDAD PARA SOC=10%**

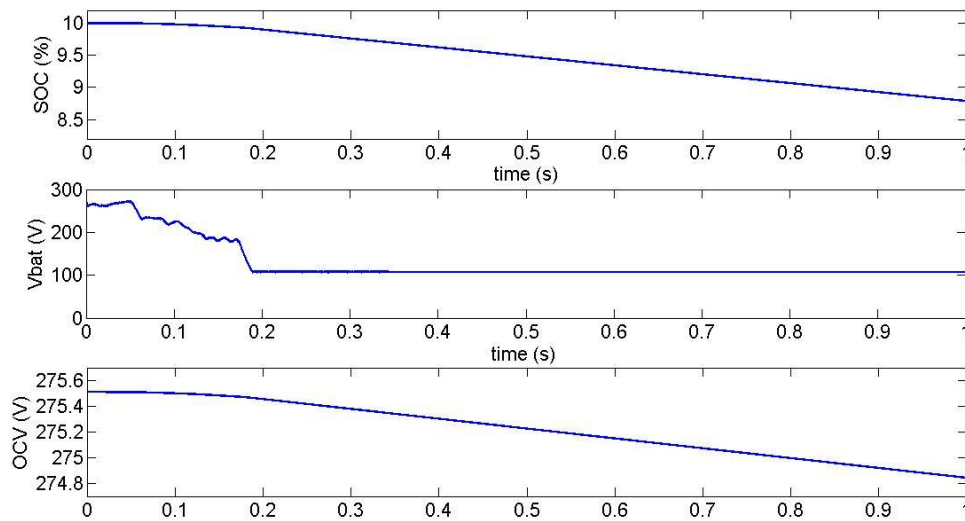
Para el CASO 4 también se partirá de los mismo valores que en el CASO 2 de simulación pero variando el SOC inicial a un valor del 10%. Este valor ya supondrá un estado casi de descarga de la batería.

La figura 5.15 muestra las variables de estado del motor para el caso de descarga. Se puede apreciar que el sistema ya no es capaz de alcanzar la consigna. Se ha perdido el control del sistema y tanto la velocidad como el par se alejan de su valor de referencia.



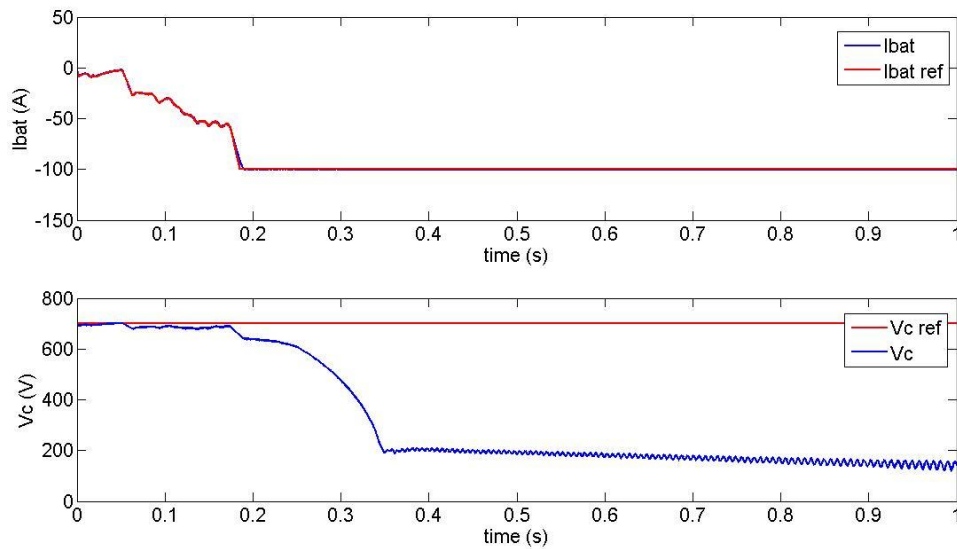
**Figura 5. 15 Variables de estado de la máquina CASO 4**

Como ya se explicó en el CASO 3, el estado de carga caerá aún más rápido (Figura 5.16). De este modo se tendrá de nuevo a la salida una tensión de circuito abierto (OCV) que cae, en este caso alrededor de los 10V respecto al CASO 3.



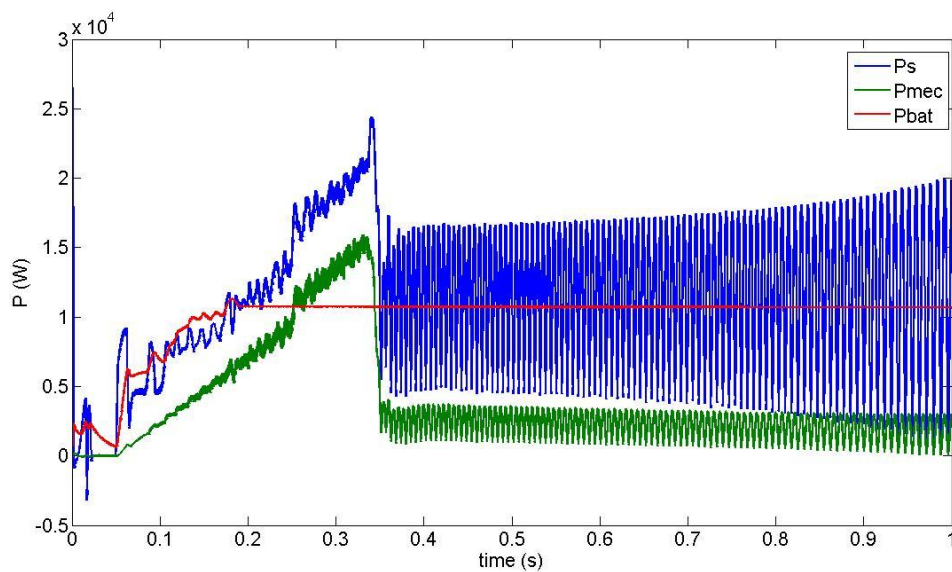
**Figura 5. 16 Variables de estado de la batería CASO 4**

Para este caso la corriente en la batería saturará aún más pronto (sobre los 0.18 segundos). También se puede ver en la Figura 5.17 que la tensión del bus de continua cae aún más rápido y en este caso el condensador sigue descargándose a partir de los 0,35 segundos debido a la pérdida del control.



**Figura 5. 17 Corriente de la batería y tensión del bus de continua CASO 4**

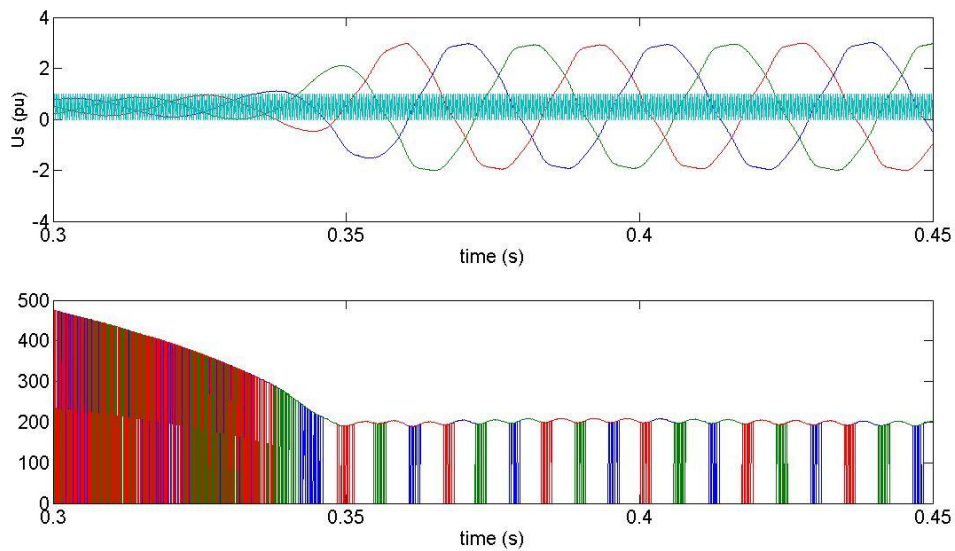
La potencia de la batería alcanza su valor de saturación más pronto que en el CASO 3 como se ve en la Figura 5.18. La diferencia reside en que ahora la potencia del estator cae a los 0,35 segundos (antes de alcanzarse la consigna de velocidad) debido a que la energía almacenada en el condensador no es suficiente para mantener la tensión del bus de continua durante la etapa en la que la batería se encuentra saturada.



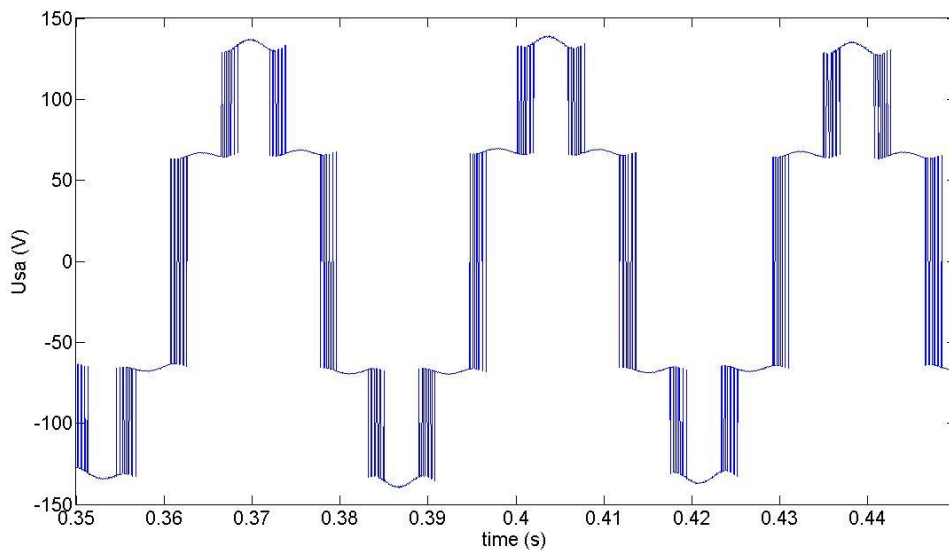
**Figura 5. 18 Potencias CASO 4**

Como se muestra en la Figura 5.19 y la Figura 5.20, el sistema sobre modula generando a la salida una señal de onda cuadrada para el estátor. Esto se produce sobre los 0,35 segundos que es cuando se perdía la tensión necesaria en el bus de continua para alimentar el inversor.





**Figura 5. 19 Modulación por ancho de pulso CASO 4**



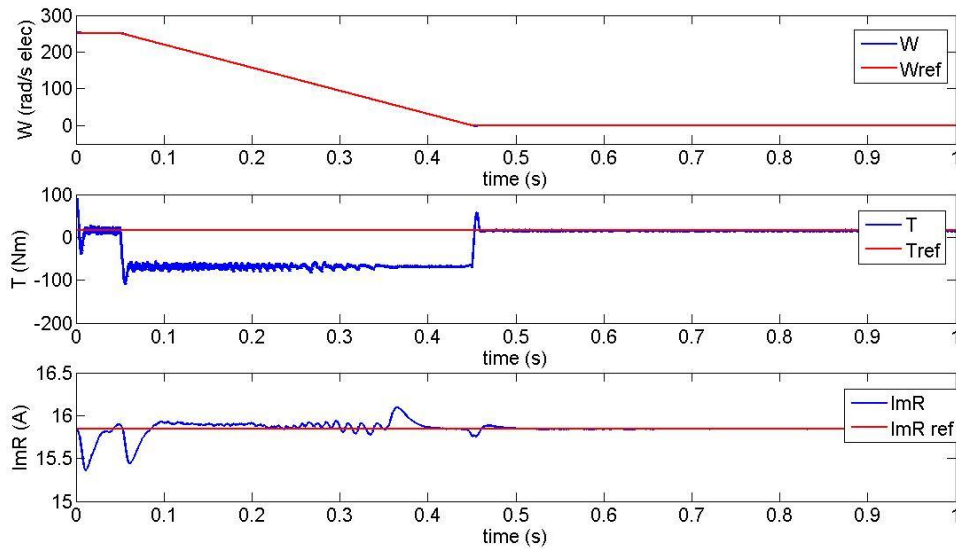
**Figura 5. 20 Tensión en el estátor (fase A) CASO 4**

## **CASO 5: FRENADA**

En este caso se simulará una situación de frenado. Ahora se parte de una velocidad de 800 rpm y se frena hasta alcanzar una velocidad nula. Además, se ha escogido un estado de carga inicial del 85%.

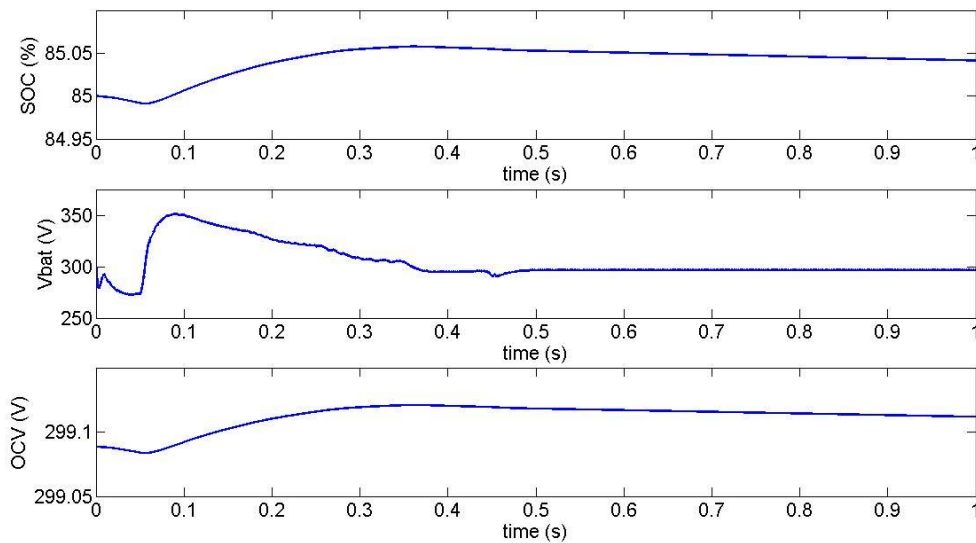
En la Figura 5.21 se muestran las variables de estado de la máquina. La velocidad sigue a la consigna y la alcanza sin apenas oscilar. El par generado por la máquina se hace negativo durante la rampa para contrarrestar el par de carga y decelerar el eje del rotor.





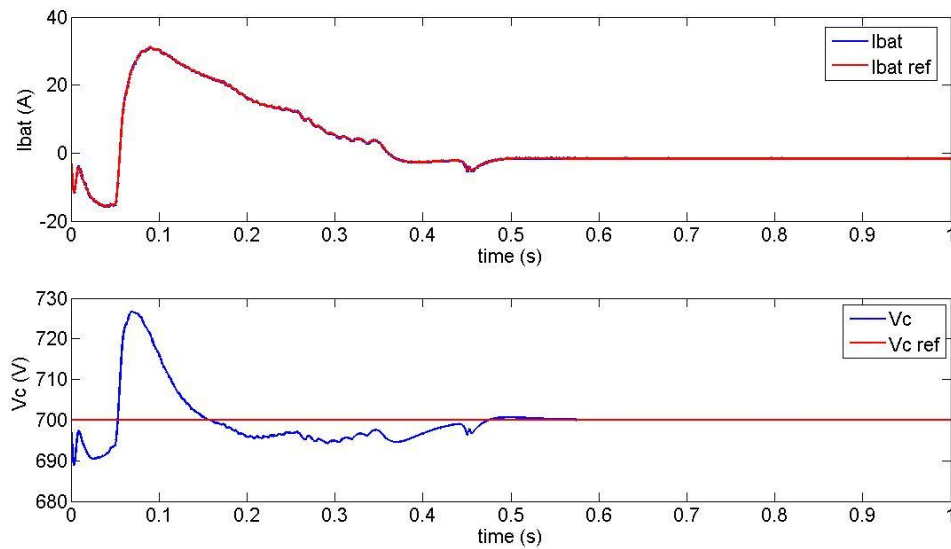
**Figura 5. 21** Varibales de estado de la máquina CASO 5

Debido al par negativo, la máquina pasa de funcionar como motor a hacerlo como generador. Debido a esto y como se muestra en la Figura 5.22, la batería pasará de generar energía a recibirla, y por lo tanto aumentará su estado de carga durante la rampa de velocidad.



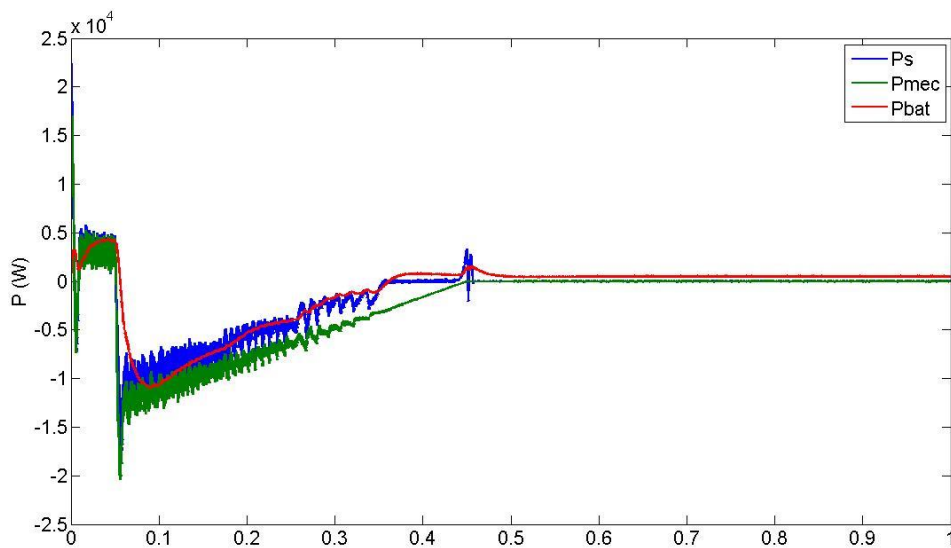
**Figura 5. 22** Variables de estado de la batería CASO 5

La carga generará a su vez un aumento de la tensión de circuito abierto de la batería y como consecuencia un aumento de su tensión en circuito cerrado.



**Figura 5. 23 Corriente de la batería y tensión del bus de continua CASO 5**

Observando la Figura 5.23 se puede apreciar que ahora la corriente cambia de sentido respecto al resto de casos estudiados (se está cargando). Esta corriente entrante invertirá la reacción electroquímica dada en la batería.



**Figura 5. 24 Potencias CASO 5**

Del mismo modo se invertirán las potencias del sistema (Figura 5.24). Ahora la potencia en el estátor pasa a ser potencia generada, mientras que la potencia de la batería es la potencia que absorbe. También se observa que ahora la potencia mecánica es mayor que la del estátor debido a las pérdidas en el generador.

## CASO 6: ESCALÓN DE PAR A VELOCIDAD CONSTANTE

En este caso se va a simular una variación en el par de carga. Para ello se ha partido de un par cuatro veces menor que el nominal ( $T_n/4$ ) que cambia a un valor mitad ( $T/2$ ) mediante un escalón a los 0.25 segundos de simulación.

Se ha tomado como estado de carga inicial un valor del 85% y una velocidad constante de 800 rpm mecánica. El resto de parámetros se mantienen.

Contemplando la Figura 5.25 se puede ver que la respuesta y la actuación de la etapa de control es buena puesto que se mantiene la velocidad constante y se sigue el par de consigna.

Debido al escalón del par de carga se produce una bajada de la velocidad en el segundo 0,25. Esto se debe a que en el primer instante el par de carga es mayor que el par generado por el motor y por ello se produce una pendiente negativa para la velocidad (ecuación (2.6)).

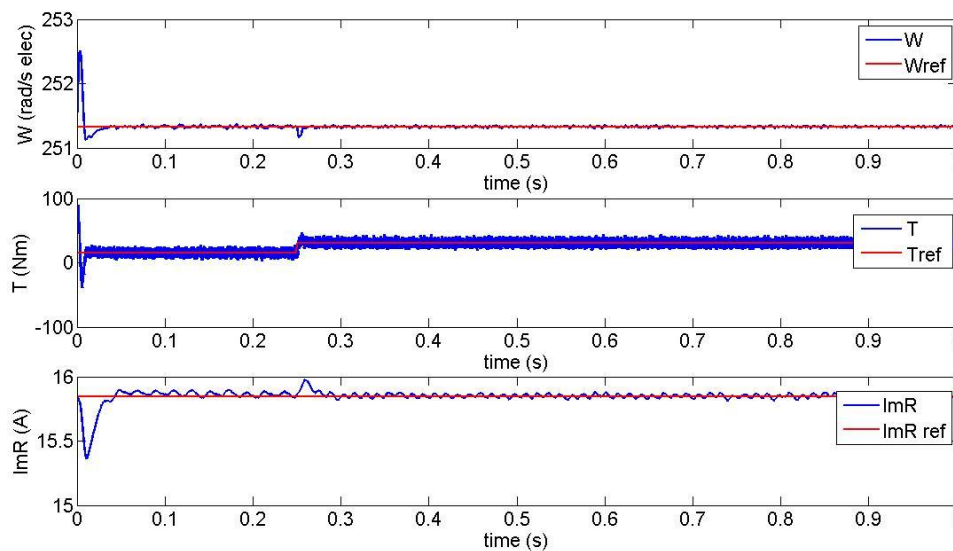
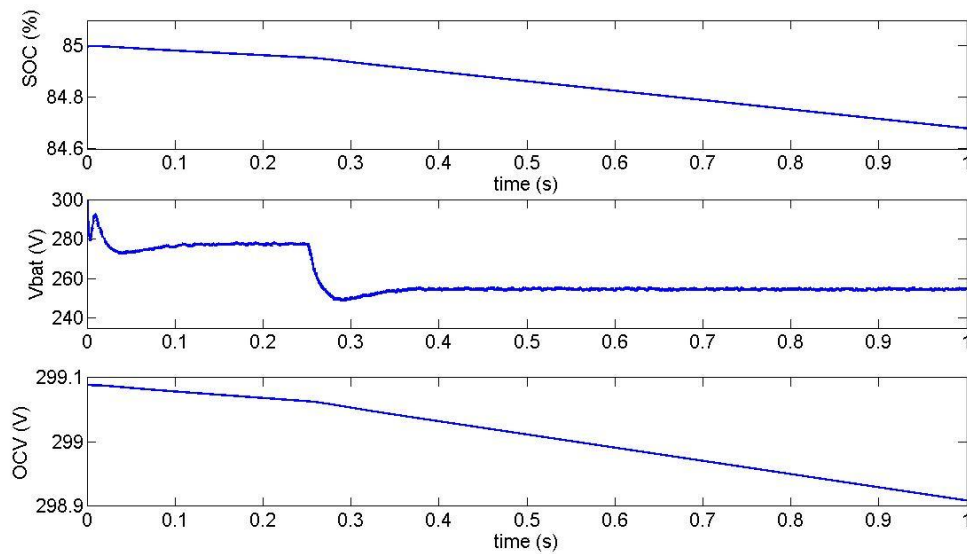


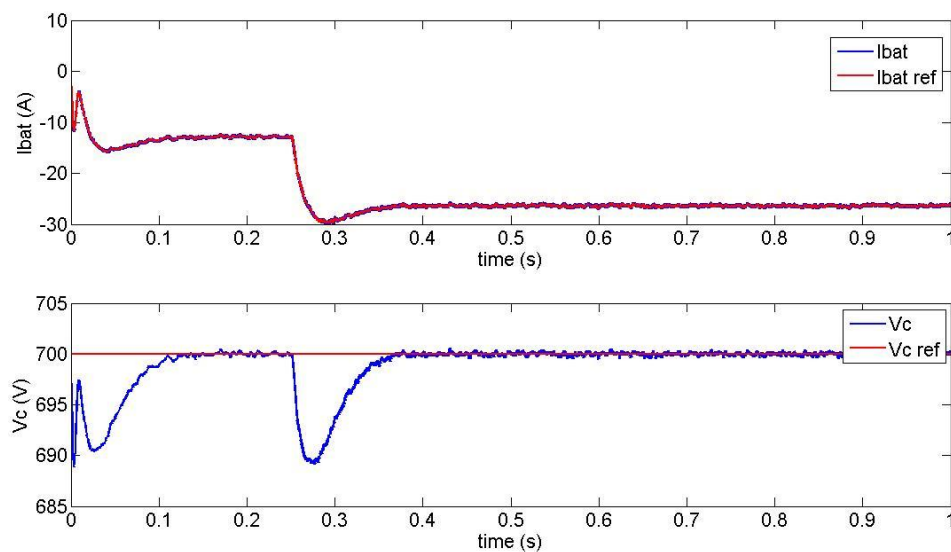
Figura 5. 25 Variables de estado de la máquina CASO 6

De nuevo y como ocurría en el resto de casos, el estado de carga disminuye debido a la descarga de la batería. Esta vez variará la pendiente de caída del SOC puesto que la demanda de potencia será mayor al aumentar el par de carga (mayor demanda de corriente de salida de la batería) (Figura 5.26).



**Figura 5. 26 Variables de estado de la batería CASO 6**

En concordancia con la figura anterior, se ve en la Figura 5.57 que en el momento que aumenta el par de carga se produce un aumento de la corriente demandada por el sistema (corriente de la batería).



**Figura 5. 27 Corriente de la batería y tensión del bus de continua CASO 6**

La caída que se observa para la tensión del bus de continua ( $V_c$ ) se debe a que en el instante que se genera el escalón de par la potencia demandada por la máquina aumenta instantáneamente (por el aumento de  $P_{mec}$ ) mientras que la potencia de la batería tarda en alcanzar su valor estacionario para cubrir la demanda total. Durante ese pequeño periodo la diferencia entre demanda y generación la cubre la energía almacenada en el condensador (Figura 5.28).

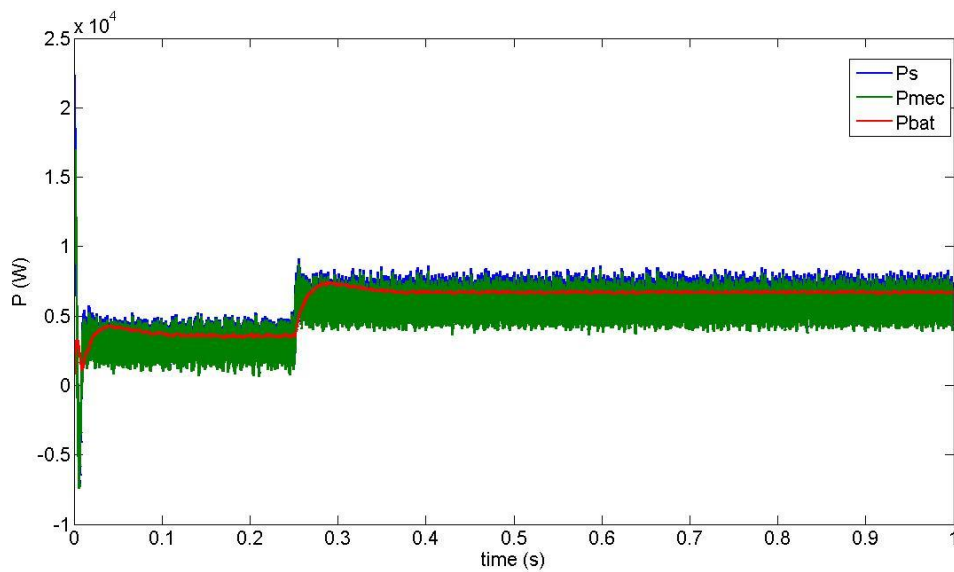


Figura 5. 28 Potencias CASO 6

### CASO 7: AUMENTO DE LA CAPACIDAD DEL CONDENSADOR

En este caso se aumentará la capacidad del condensador a la salida del convertidor. Se ha escogido un valor doble al de partida. El resto de variables serán los mismos que los que se usaron para el CASO 2.

Si comparamos la respuesta respecto al CASO 2, se aprecia que ahora la velocidad de la máquina alcanza la consigna mucho más rápido y sin apenas tiempo de establecimiento.

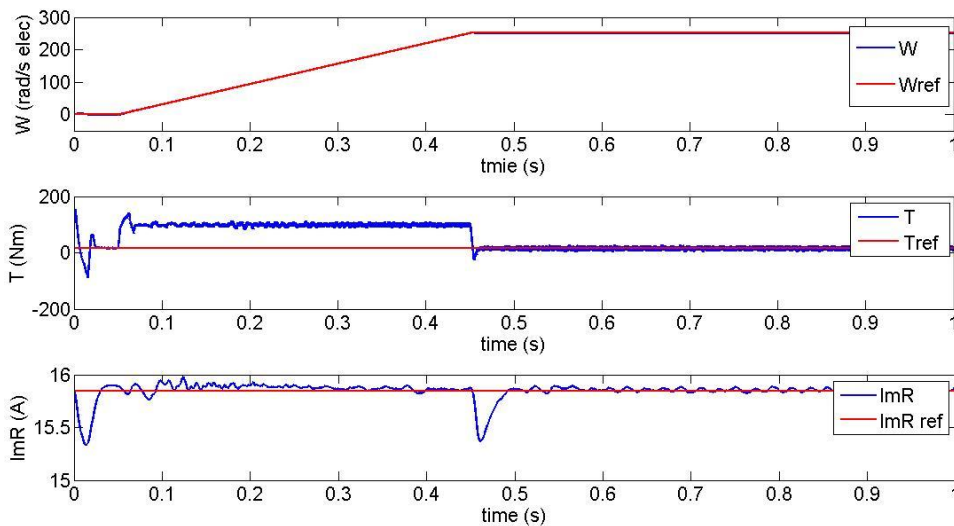
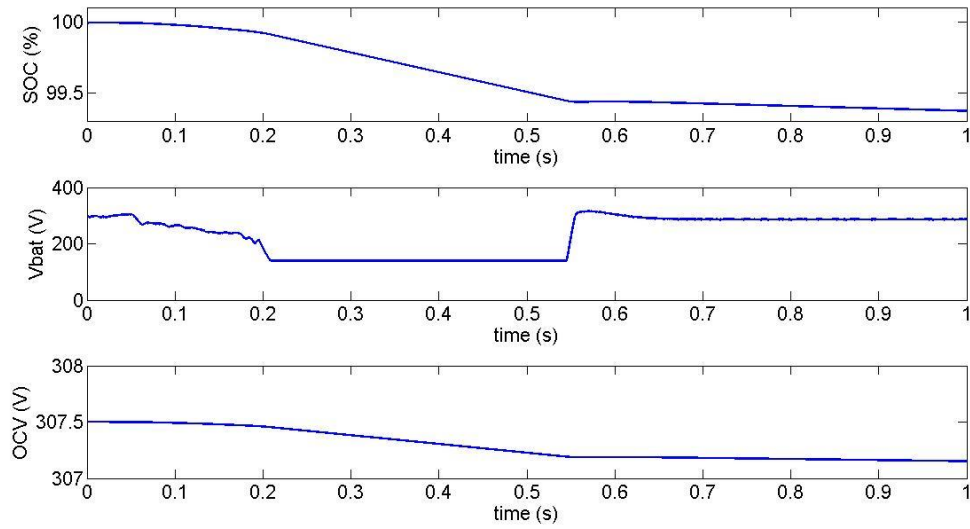


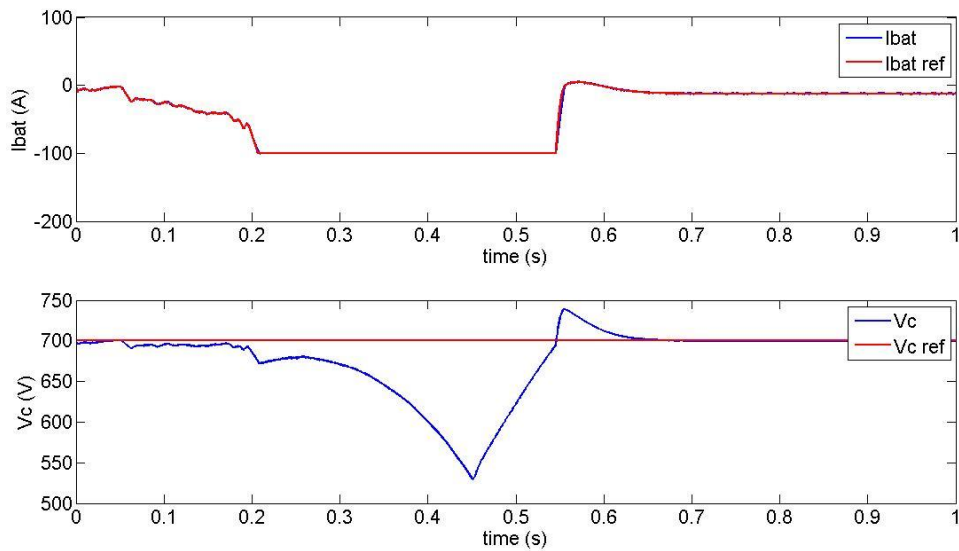
Figura 5. 29 Variables de estado de la máquina CASO 6

Respeto a las variables de estado de la batería, el estado decrece en menor medida que como lo hacía en el CASO 2. Por tanto, como se ha explicado anteriormente, se tiene una mayor tensión a la salida de la batería (tardará más tiempo en saturar por tensión)



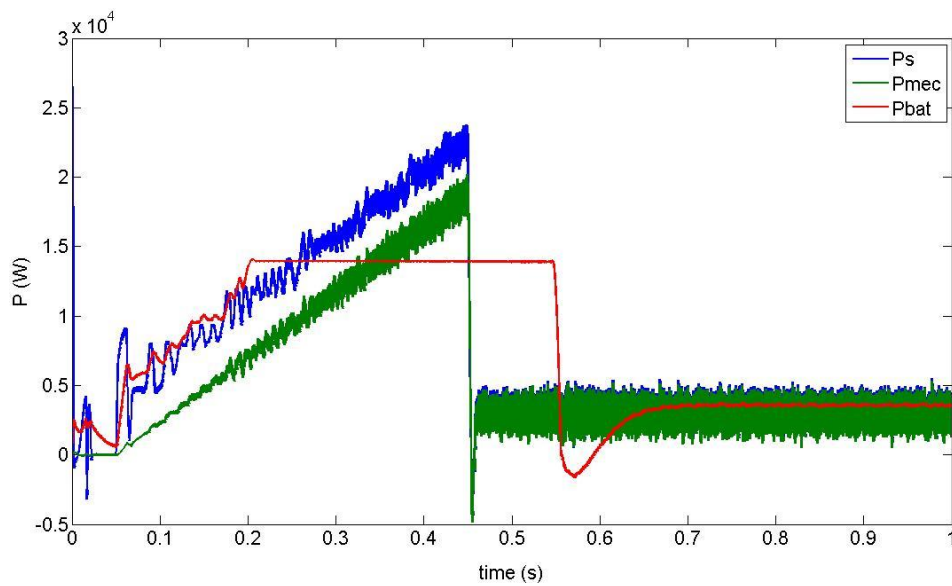
**Figura 5. 30 Variables de estado de la batería CASO 6**

Observando la Figura 5.30, se puede ver que ahora la tensión en el bus de continua decrece de manera más lenta que en el CASO 2, debido al aumento de la capacidad del condensador.



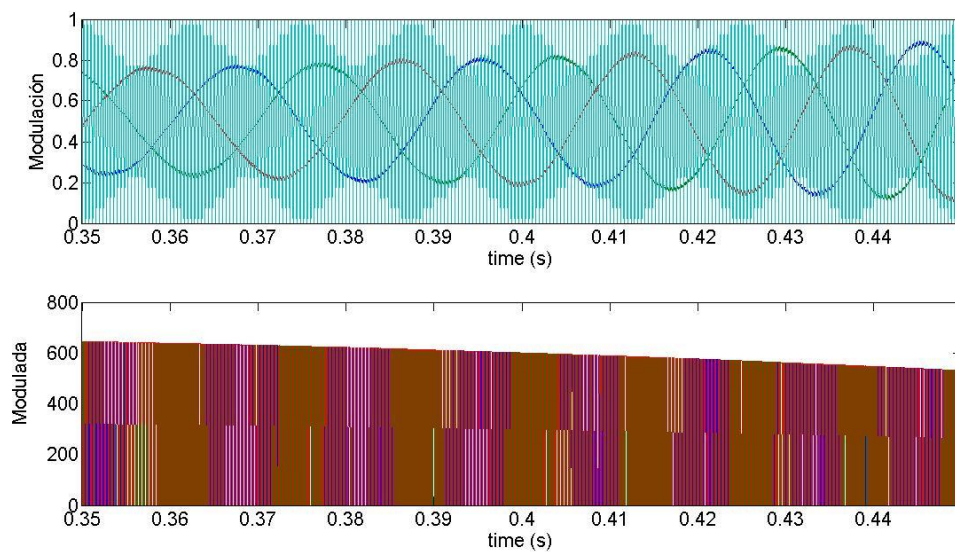
**Figura 5. 31 Corriente de la batería y tesnión del bus de continua CASO 6**

Además de que la potencia de la batería satura más tarde (Figura 5.31) que en el CASO 2, el aumento de la capacidad del condensador hace que la potencia que es capaz de entregar para compensar la batería también sea mayor ya que se mantiene la tensión en el bus de continua por más tiempo.



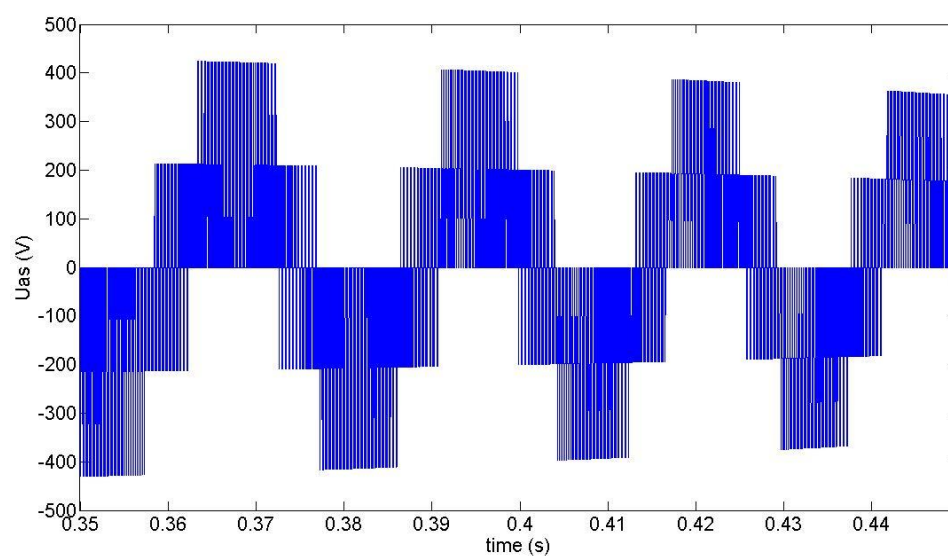
**Figura 5. 32 Potencias CASO 6**

Asimismo, al mantener la tensión de continua durante más tiempo se consigue que la tensión de salida del inversor PWM no sobre module y no se produzca una tensión de onda cuadrada a la entrada de la máquina (Figura 5.32 y Figura 5.33).



**Figura 5. 33 Modulación por ancho de pulso CASO 6**

En la Figura 5.33 se puede comprobar que ahora, al contrario de lo que ocurría en el CASO 2, los pulsos que generan la tensión de entrada del estátor mantiene un ancho prácticamente constante.



**Figura 5. 34 Tensión en el estátor (fase A) CASO 6**



## 6. Conclusiones

Durante el desarrollo del proyecto se han alcanzado todos los objetivos propuestos. Así, se ha conseguido explicar tanto el funcionamiento de la máquina de inducción controlada por orientación de campo, como el funcionamiento de la etapa de potencia (formada por el inversor PWM y el convertidor en continua bidireccional) y el funcionamiento de una batería electroquímica. Además, se ha conseguido modelar el sistema en conjunto de cara a conseguir un modelo dinámico que permita comprender el comportamiento de un motor eléctrico controlado por baterías electroquímicas como única fuente de alimentación.

De esta forma, como estudio final del proyecto, se han llevado a cabo un conjunto de simulaciones con el propósito de examinar los distintos efectos que son inducidos por la variación diferentes parámetros y variables de los que depende el sistema en conjunto (tanto la batería como la máquina).

Las conclusiones más importantes que se pueden destacar son:

- La batería es la única fuente de energía del sistema. La batería se encarga de mantener la tensión necesaria en el bus de continua que alimenta el inversor modulado por ancho de pulso (PWM). Para conseguir mantener esta tensión constante durante la descarga/carga de la batería es necesario el uso de un convertidor de tensión continua bidireccional.
- La máquina eléctrica puede actuar tanto como motor como generador. En el primer caso la corriente de la batería será saliente y por tanto se descargará (disminuye su SOC), mientras que en el segundo caso se invierte el sentido de la corriente siendo entrante y suponiendo la carga de la batería (aumenta su SOC).
- Cuando la batería alcanza su límite (saturando su valor de corriente) durante la descarga, y la potencia demandada por el motor es mayor que la entregada por la batería, el condensador del bus de continua entrega la potencia necesaria para mantener la tensión del bus de continua de forma transitoria. No es una situación deseable.
- Cuando la batería se ha descargado lo suficiente como para no poder mantener la tensión necesaria para alimentar el inversor, se libera la energía almacenada en el condensador a la salida del convertidor bidireccional. Si se aumenta la capacidad del condensador será mayor la energía que es capaz de entregar pero tendrá efectos sobre la etapa de control (más lento). Además físicamente será de mayor tamaño y peso y por lo tanto mucho más caro, por lo que económica y técnicamente no sería una solución realista para su uso en vehículos u otro tipo de dispositivos.
- Cuanto mayor sea la aceleración de la consigna de velocidad a la entrada del sistema, la corriente que debe entregar la batería es mayor y por tanto su descarga es más rápida.
- Partiendo de estados de carga menores para la batería, su tensión de salida será menor debido a la disminución de la tensión de circuito abierto.
- Cuando la tensión de salida de la batería no es suficiente para mantener la tensión necesaria en el bus de continua, el sistema sobremodulará. Esto quiere decir que puede generar que se alcance una pérdida del control de la máquina.

Existen varios puntos de mejora sobre el proyecto/modelo entre los que se encuentran:

- La mejora del modelo de la batería. En este caso se ha partido del modelo eléctrico equivalente más sencillo, el cual consta de una resistencia interna que emula las pérdidas en la batería y una fuente variable de tensión que depende del estado de carga de la batería. Como se explica durante el proyecto existen más tipos de modelos eléctricos equivalentes que podrían dar una idea más real de la respuesta de una batería electroquímica.
- La variación de capacidad de la batería se ha basado principalmente en su estado de carga. Podría ser interesante modificar el modelo incluir el efecto del estado de salud (SOH) de la batería y ver cómo afecta este a largo plazo al funcionamiento del sistema. De esta forma se podría hacer un estudio sobre la vida útil de la batería. También otros efectos como la temperatura de trabajo o los ciclos de carga-descarga pueden ser objeto de estudio.
- En este modelo se ha optado por usar el método de cancelación y del óptimo simétrico para el cálculo de las constantes de los reguladores. Es posible que otro método de como resultado unas constantes con las cuales se obtenga una mejor respuesta del sistema.
- Realizar el mismo estudio para el modelo con un motor de corriente continua. Además se puede realizar un estudio comparando los distintos comportamientos que se reflejan para ambos sistemas frente a las mismas condiciones.
- Al ser un modelo bastante denso el tiempo de simulación es bastante lento. De cara a poder estudiar el comportamiento del sistema durante ciclos más largos (horas o días de funcionamiento) se podría intentar optimizar el modelo. Otra posibilidad es la de generar una nueva dependencia entre estado de carga y la tensión de circuito abierto de la batería, de forma que con simulaciones de segundos se pueda emular el comportamiento que podría tener durante ciclos más largos.

## 7. Referencias.

- [2.1] J. Fraile Mora, “Máquinas Eléctricas”, Ed. McGraw-Hill, 2003. (pp 270-278)
- [2.2] D.E. Rodas, “Estrategia de Campo Orientado en el Control de Motores de Inducción”, Scientia et Technica, 2006.
- [2.3] Bimal K. Bose, “Modern Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall PTR, 2002.
- [2.4] M. Chinchilla Sánchez, “Control Vectorial de Máquinas de Inducción”, Apuntes Accionamientos Eléctricos Universidad Carlos III, Dpto. Ingeniería Eléctrica.
- [2.5] J.D. Muñoz Frías, “Control Avanzado de Máquinas de Inducción”, Tesis Universidad Pontificia Comillas de Madrid, Dpto. Electrónica y Automática, 2002.
- [2.6] Peter Vas, “Sensorless Vector and Direct Torque Control”, Oxford University Press, 1998.
- [2.7] A. Alzate, A. Escobar and C.A. Torres “Control Vectorial de la Máquina de Inducción”, Universidad Tecnológica de Pereira, 2009.
- [2.8] A.A Voda and D. Landau, “A Method for the auto-calibration of PID Controllers”, Aufomauca, Vol. 31. No. 1, pp. 41-53, 1995.
- [3.1] D.J López, G.A. Camacho, J.O. Díaz, C.A Gaviria, “Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC”, DEIC-FIET, 2007.
- [3.2] Daniel W. Hart, “Electrónica de Potencia”, Prentice Hall, 2001.
- [3.3] J.L. Díaz, J.E. Cote y A. Pardo “Inversor de potencia PWM Didáctico”, LACCEI, 2013.
- [4.1] D. Linden and T.B. Reddy, “Handbook of Batteries: Third Edition”, Ed. McGraw-Hill, 2002.
- [4.2] J.C. Viera Pérez, “Carga rápida de baterías de Ni-Cd y Ni-MH de media y gran capacidad. Análisis, síntesis y comparación de nuevos métodos”, Tesis Universidad de Oviedo, Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas, 2003.
- [4.3] C.D. Burgos Mellado, “Estimación del estado de carga para un banco de baterías basada en modelación difusa y filtro extendido de Kalman”, Tesis Universidad de Chile, Dpto. de Ingeniería Eléctrica, 2013.
- [4.4] A. Shafiei, A. Momeni and S.S. Williamson, “Battery Modeling Approaches And Management Techniques for Plug- in Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Power Electronics and Energy Research (PEER) Group, 2011.
- [4.5] M. Chen and G.A. Rincón-Mora, “An Accurate Electrical Battery Model Capable Of Predicting Runtime and I-V Performance”, IEEE Georgia Tech Analog and Power IC Desing Lab, 2005.
- [4.6] M. García-Plaza, D. Serrano-Jimenez, J. Eloy-García, and J. Alonso-Martínez, “A Ni-Cd battery model considering state of charge and hysteresis effects,” unpublished.

[4.7] J. Ruiz-Cordobés, “Efectos de la temperatura y el envejecimiento en baterías de Níquel-Cadmio”, Proyecto fin de grado, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, Sep 2013

[4.8] V. Díaz-Rodríguez, “Efectos de la temperatura en baterías de Níquel-Cadmio”, Proyecto fin de grado, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, Sep 2013